



**Universidad
Zaragoza**

Trabajo Fin de Grado

Linealización mediante predistorsión
digital en un enlace de Radio sobre Fibra
con rama de realimentación

Linearization with digital predistortion in a
Radio over Fiber link with feedback loop

Autor

Jesús Clemente Vicente

Director

Carlos Mateo Pérez

Ponente

Paloma García Dúcar

Escuela de Ingeniería y Arquitectura
Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación
Curso 2016-2017



DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./D^a. Jesús Clemente Vicente,

con nº de DNI 73017703-V en aplicación de lo dispuesto en el art.

14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster)
Grado _____, (Título del Trabajo)

Linealización mediante predistorsión digital en un enlace de Radio sobre Fibra
con rama de realimentación.

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza, 31 de Enero de 2017

Fdo: Jesús Clemente Vicente

Linealización mediante predistorsión digital en un enlace de Radio sobre Fibra con rama de realimentación

Resumen

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado se basa en la aplicación de técnicas de linealización en un sistema de transmisión híbrido, considerando especialmente la influencia en las prestaciones finales de la no-idealidad del enlace de realimentación.

Los estándares de los sistemas de comunicaciones móviles actuales requieren de transmisores con elevada capacidad de operación en condiciones óptimas de funcionamiento además de que deben cumplir estrictos requisitos de linealidad. Para ello se utilizan sistemas de transmisión de alta eficiencia energética basados en tecnologías híbridas constituidos por una parte óptica y una parte de RF. Este trabajo se ha basado en el estudio, caracterización, evaluación y corrección de los efectos degradantes que se producen en estos sistemas tanto en la parte óptica, formada por un diodo láser, fibra óptica y fotodetector, como en la parte de radiofrecuencia, cuyo principal elemento es un amplificador de potencia. Para corregir las no linealidades introducidas por estos elementos se utilizará la predistorsión digital (DPD), basada en la técnica de la pseudoinversa.

Para la caracterización del sistema se utilizarán señales del estándar LTE generadas vía software mediante la aplicación *SystemVue*. Posteriormente se desarrollará mediante *Matlab* el método de predistorsión digital que servirá para corregir los efectos no lineales que introduce el sistema. Por último se llevará a cabo el trabajo experimental en el que se analizará la influencia que tiene la introducción de un enlace de realimentación en el cálculo del modelo del predistorsionador. Se realizará una comparativa entre el modelado del DPD en un escenario ideal, en el cual no está presente el enlace de realimentación y diferentes modelados del predistorsionador en escenarios reales, que sí cuentan con este enlace. Para ello se han propuesto dos arquitecturas diferentes en las que se evaluarán los parámetros de calidad.

Agradacimientos

Quisiera agradecer a mi Director Carlos y a mi Ponente Paloma su ayuda y buenos consejos durante todo este tiempo. A mis padres y amigos que siempre han estado ahí. A mis compañeros de laboratorio por los buenos ratos pasados en él.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Organización de la memoria	4
2. Diseño del Sistema de Predistorsión Digital	5
2.1. Radio sobre Fibra	5
2.2. Modelado del sistema RoF + PA	6
2.3. Estructura del predistorsionador digital	8
2.4. Métodos de validación	12
3. Generación y caracterización	15
3.1. Generación, captura y sincronización de señales	15
3.2. Caracterización de la parte óptica	18
3.2.1. Caracterización de los transmisores ópticos	19
3.2.2. Caracterización de los filtros ópticos	23
3.3. Caracterización de la parte RF	24
4. Resultados Experimentales	27
4.1. Arquitectura RoF 1	27
4.1.1. Obtención del DPD ideal	27
4.1.2. Predistorsión del sistema con realimentación	31
4.1.3. Postdistorsión del enlace de realimentación	33
4.2. Arquitectura RoF 2	37
4.2.1. Obtención del DPD ideal	37
4.2.2. Predistorsión del sistema con realimentación	40
4.2.3. Postdistorsión del enlace de realimentación	43
5. Conclusiones y líneas futuras	47
5.1. Conclusiones	47
5.2. Líneas futuras	48
5.3. Cronología	49
Anexos	53

Anexos	55
A. Hojas de características	57

Índice de figuras

2.1. Esquema del la agrupación del sistema RoF + PA como un sólo bloque.	6
2.2. Linealización mediante predistorsión digital.	9
2.3. Esquema de predistorsión digital propuesto.	9
2.4. Modificación de la ganancia del sistema global {DPD+{RoF + PA}}. (a) G_{RoF+PA}^{lin} = Ganancia máxima. (b) G_{RoF+PA}^{lin} = Ganancia mínima	11
2.5. La diferencia ente las posiciones del fasor ideal y el recibido es el EVM	13
2.6. Densidad espectral de potencia de la salida del sistema {RoF + PA} y de la salida del sistema {DPD+{RoF + PA}}	14
3.1. Esquema del sistema de captura de las señales de entrada y salida para las dos arquitecturas propuestas	16
3.2. Representación del valor absoluto de una señal capturada a la entrada del sistema RoF de 2ms de duración	17
3.3. Representación de la fase en un fragmento de las señales de entrada y salida sincronizadas (a) y sin sincronizar (b) en fase.	18
3.4. Curva de caracterización del láser DFB que representa la potencia óptica emitida para cada intensidad de bias.	19
3.5. Montaje experimental para la caracterización del láser en el enlace <i>Downlink</i>	20
3.6. Medidas experimentales del EVM para el sistema completo en el enlace DL para diferentes valores de I_{bias}	21
3.7. Montajes realizados para caracterizar la parte óptica que conforman tanto los láseres como detectores.	22
3.8. Representación del IP3 del láser en el enlace DL (a) sin fibra óptica (b) con fibra óptica.	23
3.9. Esquemático de la configuración utilizada para la separación de las señales DL y del enlace de realimentación.	23
3.10. Respuesta del WDM ₁ (a) y WDM ₂ (b) con respecto a la longitud de onda de los láseres utilizados	24
3.11. Montaje utilizado para la obtención del IP3 del PA.	24

3.12. Representación del IP3 del amplificador de potencia utilizado en el montaje.	25
3.13. Curva AM-AM del amplificador de potencia utilizado.	25
4.1. Montaje experimental para el modelado del predistorionador ideal.	28
4.2. Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace DL para el caso de una potencia de entrada de -10dBm.	28
4.3. Densidad espectral de potencia de la salida del sistema $\{\text{RoF}_1 + \text{PA}\}$ y de la salida del sistema $\{\text{DPD} + \{\text{RoF}_1 + \text{PA}\}\}$ para una potencia de entrada de -10 dBm	29
4.4. Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para el caso de sin y con predistorsión ideal (DPD_{ideal})	30
4.5. Constelaciones de las señales de salida para el caso sin DPD (a) y con DPD_{ideal} (b) para una potencia de entrada de -10 dBm	30
4.6. Montaje realizado para la caracterización del enlace de realimentación.	31
4.7. Variación del ACPR con respecto al nivel de potencia de RF a la entrada al láser.	32
4.8. Montaje experimental para la realización de la predistorsión del sistema con realimentación en la arquitectura 1.	32
4.9. Densidad espectral de potencia de las señales de salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} y el DPD_{DL_realim} para una señal de entrada de -10 dBm (peor caso).	33
4.10. Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace de realimentación.	34
4.11. Densidad espectral de potencia de la salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} , el DPD_{DL_realim} , DPD_{DL} para una señal de entrada de -10 dBm (peor caso).	35
4.12. Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para los casos de sin predistorsión, DPD_{ideal} , DPD_{DL_realim} y DPD_{DL}	36
4.13. Constelaciones obtenidas para el caso (a) DPD_{DL_realim} y (b) DPD_{DL} para una potencia de entrada de -10 dBm.	36
4.14. Montaje experimental para el modelado del predistorionador ideal para el caso de un sólo enlace RoF.	38
4.15. Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace DL para el caso de una potencia de entrada de -8 dBm.	38
4.16. Densidad espectral de potencia a la salida del sistema $\{\text{RoF}_2 + \text{PA}\}$ y a la salida del sistema $\{\text{DPD}_{ideal} + \{\text{RoF}_2 + \text{PA}\}\}$ para una potencia de entrada de -8 dBm.	39

4.17. Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para el caso de sin y con predistorsión ideal (DPD_{ideal}).	40
4.18. Constelaciones obtenidas para el caso sin DPD (a) y con DPD_{ideal} (b) para una potencia de entrada de -10 dBm.	40
4.19. Montaje experimental para la caracterización del enlace de realimentación.	41
4.20. Variación del ACPR con respecto al nivel de potencia de RF a la entrada al láser.	41
4.21. Montaje experimental para la caracterización del sistema con realimentación en la arquitectura 2.	42
4.22. Densidad espectral de potencia de la salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} y el DPD_{DL_realim} para una señal de entrada de -8 dBm (peor caso).	42
4.23. Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace de realimentación.	43
4.24. Densidad espectral de potencia de la salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} , el DPD_{DL_realim} , DPD_{DL} para una señal de entrada de -8 dBm (peor caso).	44
4.25. Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para los casos de sin predistorsión, DPD_{ideal} , DPD_{DL_realim} y DPD_{DL}	45
4.26. Constelaciones obtenidas para el caso (a) DPD_{DL_realim} y (b) DPD_{DL} para una potencia de entrada de -8 dBm.	45
5.1. Diagrama de Gantt del Trabajo Fin de Grado	49

Índice de tablas

4.1. Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema en la arquitectura 1	31
4.2. EVM requerido para cada tipo de modulación en el estándar LTE.	31
4.3. Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema para una potencia de entrada de -10 dBm en la arquitectura 1.	37
4.4. Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema en la arquitectura 2.	41
4.5. Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema para una potencia de entrada de -8 dBm en la arquitectura 2.	46

Lista de acrónimos

ACI	Adjacent Channel Interference
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
BBU	Baseband Unit
BW	Band Width
C-RAN	Cloud- Radio Access Network
DAS	Distributed antenna system
DFB	Distributed Feedback Laser
DL	Downlink
DPD	Digital Pre-Distortion
DSO	Digital Storage Oscilloscope
EAM	Electroabsorption Modulator
ESG	Economic Signal Generator
EVM	Error Vector Magnitude
FBMC	Filter Bank Multicarrier
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing
HetSNets	Heterogeneous and Small cell Networks
IIP3	Input Third-order Intercept Point
IP3	Third-order Intercept Point
LD	Laser Diode
LED	Light-Emitting Diode
LNA	Low Noise Amplifier
LS	Least Squares
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution Advance
MIMO	Multi Input Multi Output
NMSE	Normalised Mean Square Error
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OIP3	Output Third-order Intercept Point
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PD	Photodiode
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature-Phase Shift Keying

RAT	Radio Access Technology
RF	Radio Frequency
RIN	Relative Intensity Noise
RoF	Radio over Fiber
RRH	Radio Remote Head
SMF	Single Mode Fiber
SNR	Signal Noise Ratio
UE	Mobile User Equipment
UFMC	Universal Filtered Multicarrier
UL	Uplink
VSA	Vector Signal Analyzer
WDM	Wavelength Division Multiplexing

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción

Recientemente, la demanda de tráfico y disponibilidad de servicios ha tenido un rápido crecimiento debido al aumento de usuarios de tecnologías móviles, lo que implica un aumento exponencial en el volumen de datos que deben estar disponibles de manera ilimitada en cualquier parte y en cualquier momento. Es por ello que, para satisfacer las nuevas necesidades de los usuarios, se han de introducir mejoras tanto en las tecnologías de acceso por radio (RATs) como en las propias redes de comunicación para el próximo estándar de comunicaciones (5G) [1].

Para incrementar el rendimiento de las redes celulares, los operadores deben incrementar la capacidad de las mismas. Una forma de hacerlo es añadiendo más células, creando así una estructura compleja de pequeñas y heterogéneas células (HetSNets)[2]. También es posible realizar este aumento de capacidad implementando técnica multiusuario como Multiple Input Multiple Output (MIMO)[3] o Massive MIMO[4], donde numerosas antenas dan servicio simultáneamente a un número de usuarios haciendo uso del mismo espectro frecuencial. Sin embargo esto resulta en un aumento de los niveles de interferencia intercelulares y un aumento del coste de la instalación.

En la actualidad, se está incrementando la utilización del concepto de sistema distribuido de antenas (DAS), basado en la arquitectura de red C-RAN (*Cloud Radio Acces Network*) [5] , [6]. C-RAN se basa en la centralización del procesado de señal de los diferentes estándares de comunicaciones en el mismo *Baseband Unit* (BBU), lo cual permite una mejor adaptación a la heterogeneidad de la red y por tanto a un tráfico no uniforme aprovechando así de manera más eficiente los recursos disponibles. Para conectar la BBU con cada una de las *Remote Radio Heads* (RRH) se utilizan enlaces tanto inalámbricos como cableados. Debido a los beneficios que la fibra óptica presenta, tales como inmunidad ante interferencias electromagnéticas, bajas pérdidas de transmisión, gran ancho de banda y una latencia más baja, es

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

la manera más eficiente de conectar BBU con RRHs. Esto se conoce como Radio Over Fiber (RoF) [7],[8], donde la señal de radio viaja por un enlace RoF hacia las diferentes RRHs, las cuales darán servicio mediante un enlace de radiofrecuencia a los *Mobile User Equipment* (UE) dentro del área de cobertura [9]. Un enlace RoF ofrece una solución robusta y rentable en cuanto a mejorar la capacidad del sistema en enlaces inalámbricos de RF [10].

Los sistemas RoF son transmisiones analógicas, y por lo tanto son susceptibles de sufrir distorsiones no lineales. Estos efectos son producidos en su mayoría tanto por la conversión eléctrico-óptica en la BBU como por la conversión óptico-eléctrica en cada RRH, además de la dispersión de la fibra [11].

La parte eléctrica está situada en la RRH, la cual consta de un amplificador de potencia (PA) y la antena. El PA trabaja cerca de la región de saturación debido a que el objetivo es que su eficiencia energética sea alta [12] y radiar el máximo de potencia posible hacia los UEs. Trabajar en el estado de saturación implica que el PA introduzca distorsiones no lineales a la señales, por lo que se crea un compromiso entre linealidad de la señal y eficiencia energética [13].

En estos sistemas se busca también el mejor aprovechamiento posible del espectro radioeléctrico, tratando de maximizar la capacidad del espectro de las transmisiones todo lo posible sin reducir prestaciones. Es por ello que en la actualidad se utilizan estándares que cumplan estas expectativas, como por ejemplo LTE (*Long Term Evolution*) o LTE-A (*Long Term Evolution Advance*), basados en OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Estas modulaciones se caracterizan por ofrecer una alta protección frente a desvanecimientos por propagación multicamino, además de que en comunicaciones ópticas, OFDM puede tolerar varias dispersiones de la fibra [14]. Sin embargo, la envolvente de estas señales no es constante, lo que se traduce en alto nivel entre la potencia de pico y la potencia media (Peak to Average Power Ratio, PAPR) [15].

Dado que los estándares que normalmente se utilizan tienen un elevado PAPR, son muy sensibles a los efectos de distorsión, dando lugar a un recrecimiento espectral en las bandas de frecuencia adyacentes (Adjacent Channel Interference, ACI) [16]. Para tratar de corregir las distorsiones ocurridas, se tratará de llevar a cabo la linealización de estos sistemas. Existen varias técnicas de linealización basadas en técnicas fotónicas [17], [18] pero la complejidad del sistema, así como su coste, se vería incrementado. Otro método estudiado a lo largo de la literatura es la predistorsión digital (DPD), el cual resulta ser un método sencillo en cuanto a complejidad de cálculo y que permite cancelar en gran medida los productos de intermodulación. Este método se basa en el modelo polinomial de las series de Volterra [19], el cual permite describir tanto un sistema no lineal como los efectos de memoria que este produzca. En este trabajo se utilizará un modelo de Volterra modificado

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

[20],[21] debido a que presenta una menor complejidad de calculo y ofrece una suficiente precisión.

Debido a que el sistema que se presenta en este trabajo consta principalmente de dos partes no lineales (RoF y PA) se tendrán en cuenta ambas como un sólo bloque no lineal. Para aplicar la predistorsión digital es necesario primero un modelado del comportamiento del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ con el que se vaya a trabajar para posteriormente conseguir modelar el comportamiento del DPD. Para ello es necesaria la captura de señales a la entrada y salida del sistema.

En un escenario real, para conseguir los modelados del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ y DPD anteriormente nombrados, se deberían utilizar las señales a la entrada y salida del sistema $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$. Ya que el procesado de la señal se realiza íntegramente en la BBU de manera centralizada, hemos de aplicar las técnicas de predistorsión digital en la misma y por tanto es necesario disponer de la señal de salida del sistema la cuál estará a unos kilómetros de distancia en la RRH. Para ello ha de crearse un enlace de realimentación desde cada RRH hacia la BBU que portará la señal de interés. Esta señal, al pasar de nuevo por un enlace RoF, mostrará ciertas pérdidas de potencia y distorsiones debido a los diferentes elementos del sistema RoF, en particular, debido al láser (LD) y al fotodetector (PD), lo que conlleva a que no será una versión exacta de la señal que se ha enviado a los usuarios. Por lo tanto, si realizamos el proceso de modelado y predistorsión digital con esta señal, estaremos teniendo en cuenta todos los efectos que el enlace de bajada haya podido introducir, con lo cual los modelos no serán óptimos.

A lo largo de la literatura se han estudiado modelos de predistorsión en sistemas $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ en escenarios ideales [22],[23], es decir sin tener en cuenta los efectos degradantes que el enlace de realimentación pueda introducir. Por tanto el objetivo de este Trabajo Fin de Grado será la caracterización y corrección de los efectos degradantes que se producen en un sistema de transmisión híbrido (RoF + RF), considerando especialmente la influencia, en las prestaciones finales de la no-idealidad del enlace de realimentación, presente en la caracterización del DPD, realizando una comparativa entre el modelado del DPD en un escenario ideal y diferentes modelados del predistorsionador en escenarios reales. Para ello será necesaria la caracterización del enlace de realimentación haciendo que éste se comporte de manera lineal para que al aplicar técnicas de procesado de señal podamos eliminar los posibles efectos indeseados que haya podido introducir y poder realizar un modelado del DPD óptimo. Estos estudios se realizarán para dos arquitecturas $\{\text{RoF} + \text{RF}\}$ diferentes, las cuales compartiran la parte de RF y se diferenciarian en la parte RoF. En un caso se analizará el comportamiento utilizando dos enlaces, uno de subida (DL) y otro enlace de realimentación. Pero esta arquitectura tiene la desventaja de que su coste de implementación es alto debido a la introducción de otro enlace RoF, por lo que se propone una arquitectura con un solo enlace RoF que compartirán tanto el enlace DL

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

como el enlace de realimentación. Al utilizar solamente un enlace, se deberán introducir elementos en el sistema capaces de separar las señales DL y del enlace de realimentación por longitud de onda.

1.2. Organización de la memoria

El contenido de este trabajo se distribuye en 5 Capítulos y 1 Anexo. En el Capítulo 1 se realiza una pequeña introducción para poner en contexto el tema que se va a tratar. En el Capítulo 2 se describen las técnicas del modelado del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ y la síntesis del DPD así como los métodos de validación que serán utilizados. En el Capítulo 3 se desarrolla el proceso de generación de señales así como la caracterización y análisis de los diferentes elementos que compondrán el sistema. El Capítulo 4 está dedicado a los resultados experimentales obtenidos, en el que se analizan las dos arquitecturas propuestas, además de realizar una comparativa en cuanto a resultados obtenidos. En el Capítulo 5 se exponen las conclusiones extraídas a lo largo del desarrollo de este Trabajo Fin de Grado. Por otra parte, en el Anexo A se presentan los *Data Sheet* con las características de los elementos empleados.

Capítulo 2

Diseño del Sistema de Predistorsión Digital

En el presente capítulo se va a realizar una descripción del concepto de radio sobre fibra (RoF). Se realizará una descripción de las bases teóricas para el proceso de modelado del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$, y posteriormente para la síntesis del DPD. A su vez se explicarán los métodos de validación utilizados para la verificación de los modelos.

2.1. Radio sobre Fibra

La utilización de un sistema RoF supone disponer de un sistema híbrido en el que se mezclan tecnologías de transmisión ópticas y de radiofrecuencia. Las señales de radio se modulan sobre una portadora óptica mediante modulación de la intensidad óptica de la luz del láser, lo que proporciona una gran disponibilidad de ancho de banda para transmitir múltiples canales usando un único transmisor óptico, además son ampliamente utilizados por su bajo coste.

La principal limitación que presentan estos sistemas es la posible aparición de distorsión no lineal producida por los elementos del sistema RoF. Un aumento de la intensidad óptica de la luz del láser con la que se modulan las señales a transmitir puede hacer que éste pase a un estado de saturación, causando productos de intermodulación y en definitiva un recrecimiento espectral a la salida del mismo. Análogamente, si transmitimos con demasiada potencia óptica, es posible que el fotodetector entre en estado de saturación e igualmente se produzcan los mismos efectos.

Para corregir estos efectos degradantes es posible linealizar el sistema utilizando técnicas ópticas, las cuales suponen usar un mayor número de láseres y fotodetectores, lo que incrementa el coste de la instalación [17],[18].

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

En el presente trabajo trataremos de compensar estos efectos mediante la linealización con técnicas de procesamiento de señal. Para ello debemos entender el sistema de transmisión como un bloque formado por la parte RoF y el amplificador de potencia (PA). En el sistema que se analizará, el PA trabajará en zona de saturación debido a que se quiere que la eficiencia energética de éste sea alta, lo que hará que a su salida se produzcan productos de intermodulación en las señales y en consecuencia un recrecimiento espectral. Ya que ambas partes se comportan de manera no lineal, de ahora en adelante tendremos en cuenta dichas partes como una sola para su posterior modelado y predistorsión. En la Figura 2.1 se ilustra el sistema propuesto.

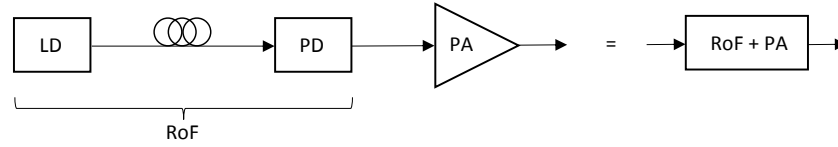


Figura 2.1: Esquema del la agrupación del sistema RoF + PA como un sólo bloque.

Como se ha visto en la Figura 2.1 el sistema RoF se compone por un diodo láser (LD), una fibra SMF y un fotodetector (PD) seguido de lo cual se conectará la parte de RF.

2.2. Modelado del sistema RoF + PA

Existen varios modelos a la hora de identificar y corregir el comportamiento no lineal de un sistema $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$. Algunos de estos modelos que se pueden encontrar a lo largo de la literatura son, por ejemplo, las Series de Volterra [19], los modelos de Wiener y Hammerstein o incluso el modelado polinomial. No es sencillo decidir cuál de todos ellos es el mejor ya que esto depende en gran medida del tipo de sistema $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ y las señales con las que se está trabajando.

Las series de Volterra son una forma de representar sistemas no lineales que generaliza el concepto de respuesta impulsional de los sistemas lineales. Así como la salida de un sistema lineal se puede obtener como la convolución entre las señales de entrada y la respuesta impulsional de dicho sistema lineal, de igual modo, la salida de algunos sistemas no lineales se podrá obtener como la suma de las convoluciones de unas funciones multi-variables (*kernels* que hacen la función de respuesta impulsional) con una señal obtenida como la potencia de orden p de la señal de entrada. En tiempo discreto, las series de Volterra se pueden definir como:

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

$$y(n) = \sum_{p=1}^N \sum_{i_1=0}^M \dots \sum_{i_p=0}^M h_p(i_1, \dots, i_p) \prod_{j=1}^p u(n - i_j) \quad (2.1)$$

donde $u(n)$ e $y(n)$ son las señales de entrada y salida del sistema {RoF + PA}, respectivamente, y $h_p(i_1, \dots, i_p)$ es denominado el *kernel* de Volterra de orden p . Se puede ver que la complejidad de las series aumenta de forma exponencial con el orden de no linealidad, por lo que normalmente se trunca a un orden N , y una profundidad de memoria M . Otra posible solución es utilizar modelos basados en estas series de Volterra pero modificados de alguna manera para disminuir la complejidad de cálculo. En el presente Trabajo Fin de Grado se considera una simplificación de las Series de Volterra basada en un modelo de tipo polinomial con memoria. La expresión analítica del modelo polinómico utilizado viene definida como:

$$y(n) = \sum_{p=1}^N \sum_{m=0}^M a_{p,m} u(n-m) |u(n-m)|^{(p-1)} = U \cdot a \quad (2.2)$$

donde N es el orden de no linealidad, M es el número máximo de taps de memoria, m es el tap de memoria, $a_{p,m}$ es el vector de coeficientes del modelo y $u(n)$ e $y(n)$ son las señales de entrada y salida del modelo respectivamente. El vector de coeficientes a y la matriz de datos U se pueden expresar según las ecuaciones:

$$\mathbf{a} = [a_{1,0} \ \dots \ a_{N,0} \ a_{1,1} \ \dots \ a_{p,m} \ \dots \ a_{N,M}] \quad (2.3)$$

$$\mathbf{U} = [\mathbf{U}_0 \ \dots \ \mathbf{U}_m \ \dots \ \mathbf{U}_M] \quad (2.4)$$

donde \mathbf{U}_m se define como:

$$\mathbf{U}_m = \begin{bmatrix} u_{1,m}^{[n]} & u_{2,m}^{[n]} & \dots & u_{N,m}^{[n]} \\ u_{1,m}^{[n+1]} & u_{2,m}^{[n+1]} & \dots & u_{N,m}^{[n+1]} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{1,m}^{[n+L-1]} & u_{2,m}^{[n+L-1]} & \dots & u_{N,m}^{[n+L-1]} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

siendo L la longitud de la señal $u(n)$.

Cada elemento de la matriz \mathbf{U}_m viene expresado como:

$$u_{p,m}^{[n]} = u(n-m) |u(n-m)|^{(p-1)} \quad (2.6)$$

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

Cuando la dependencia de los coeficientes con respecto a las muestras de la señal de entrada es lineal, como ocurre en el modelo polinomial, se puede aplicar el método de mínimos cuadrados (LS). Se corresponde con la minimización de la función:

$$J(n) = \sum_{n=1}^N |e(n)|^2 \quad (2.7)$$

donde $e(n) = y(n) - \hat{y}(n)$. Se puede definir la salida del sistema como:

$$\hat{Y} = U \cdot a \quad (2.8)$$

donde \hat{Y} se define como el vector que contiene las muestras de la señal de salida $\hat{y}(n)$, U representa la señal $u(n)$ en su forma matricial y a simboliza el vector de coeficientes. Por otra parte, los coeficientes estimados del modelo del sistema {RoF + PA} pueden ser calculados como:

$$a = (U^H U)^{-1} U^H Y \quad (2.9)$$

donde $(\cdot)^H$ representa la operación transpuesta hermítica y el producto de matrices $(U^H U)^{-1} U^H$ es conocido como la pseudoinversa de U .

2.3. Estructura del predistorsionador digital

Tal y como ha sido comentado anteriormente, una manera de eliminar la distorsión no lineal introducida por el bloque {RoF + PA} es ubicar un bloque predistorsionador a la entrada del mismo. El objetivo de esto es que dicho bloque contenga la función inversa a la del comportamiento del bloque {RoF + PA}, consiguiendo así que a la salida de ambos bloques, la relación entre la entrada y la salida sea lineal. El funcionamiento se ilustra en la Figura 2.2.

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

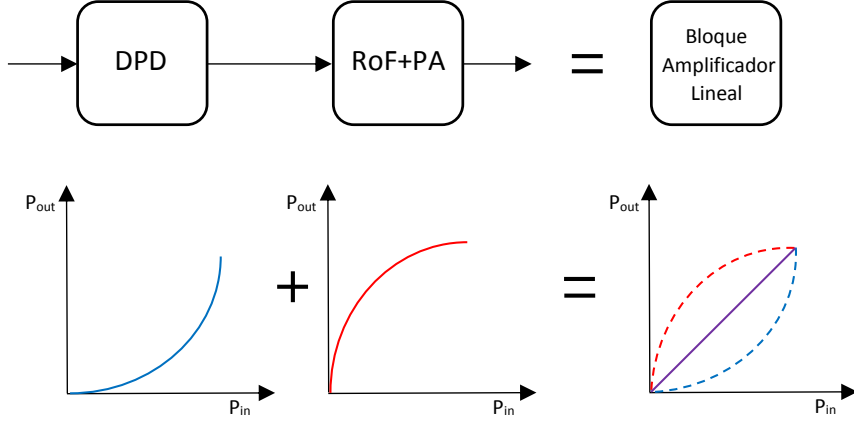


Figura 2.2: Linealización mediante predistorsión digital.

Así pues, una vez la señal de entrada pase por el predistorsionador y por el bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ conseguimos a la salida una versión de la misma amplificada e idealmente sin ningún tipo de distorsión.

A la hora de diseñar el predistorsionador se requiere una fase inicial de calibración en la que se obtienen los coeficientes del predistorsionador. En la Figura 2.3 se puede observar el funcionamiento del predistorsionador que va a ser utilizado en el presente trabajo.

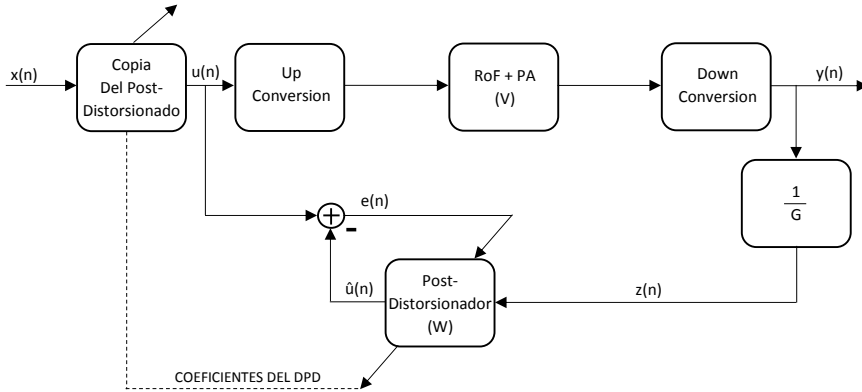


Figura 2.3: Esquema de predistorsión digital propuesto.

Si definimos \mathbf{W} y \mathbf{V} como las funciones de transferencia del post distorsionador y del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ respectivamente, siendo \mathbf{W} la inversa de \mathbf{V} según lo visto en la Figura 2.3, la cascada de estos dos bloques se comportará como un sistema de amplificación lineal una vez que el post dis-

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

torsionador se haya entrenado. En [24] se demuestra que, para un modelo general de Volterra, la función post inversa de orden N es idéntica a la función pre inversa de orden N , por lo que \mathbf{V} y \mathbf{W} son intercambiables. El modelo polinomial empleado en este trabajo es un caso especial del modelo de Volterra, de manera que, bajo estas condiciones, post distorsión es equivalente a predistorsión. y el esquema propuesto (ver Figura 2.3), utilizando de manera análoga la Ecuación 2.2, se puede escribir la expresión analítica del modelo polinómico utilizado como:

$$u(n) = \sum_{p=1}^N \sum_{m=0}^M b_{p,m} x(n-m) |x(n-m)|^{(p-1)} = \hat{U} \cdot b \quad (2.10)$$

donde N es el orden de no linealidad, M es el número máximo de taps de memoria, m es el tap de memoria, $b_{p,m}$ es el vector de coeficientes del predistorsionador y $x(n)$ e $u(n)$ son las señales de entrada y salida del predistorsionador respectivamente. Teniendo en cuenta la propiedad anterior, predistorsión es igual a postdistorsión, por lo que se calcularán los coeficientes del postdistorsionador y después se replicarán en el predistorsionador. En este caso la señal de entrada será $z(n) = y(n)/G_{RoF+PA}^{lin}$, teniendo en cuenta que:

$$G_{RoF+PA}^{lin} = \alpha \cdot G_{RoF+PA} = \alpha \cdot \frac{\max(|y(n)|)}{\max(|u(n)|)} \quad (2.11)$$

Entendiendo α como un factor multiplicador [25] que permitirá modificar la ganancia del sistema con el objetivo de que sea lo más alta posible. Este factor permitirá conseguir una menor pérdida de potencia a la salida del sistema por la introducción del DPD.

En la Figura 2.4 estan representados los casos extremos en la elección del factor G_{RoF+PA}^{lin} del sistema total que permitirían corregir las distorsiones no lineales introducidas por el bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$.

En general, si diseñamos un predistorsionador con la ganancia máxima, la cual se corresponde con la ganancia lineal del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$, podrá corregir las distorsiones no lineales introducidas por este último hasta el punto de saturación del amplificador de potencia, a partir del cual, aunque introduzcamos mayor potencia a la entrada, no obtendremos más potencia a la salida. El nivel máximo de potencia de entrada que podrá ser corregido será entonces aquel en el que la respuesta lineal del sistema se cruza con el límite de saturación. Esto significa que cuanto más aumentemos el valor de G_{RoF+PA}^{lin} antes se alcanzará dicho punto, lo que implica que el rango de amplitudes de potencia de entrada en el que el predistorsionador es capaz de linealizar sea más bajo y que, aunque las señales resultantes no pierdan

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

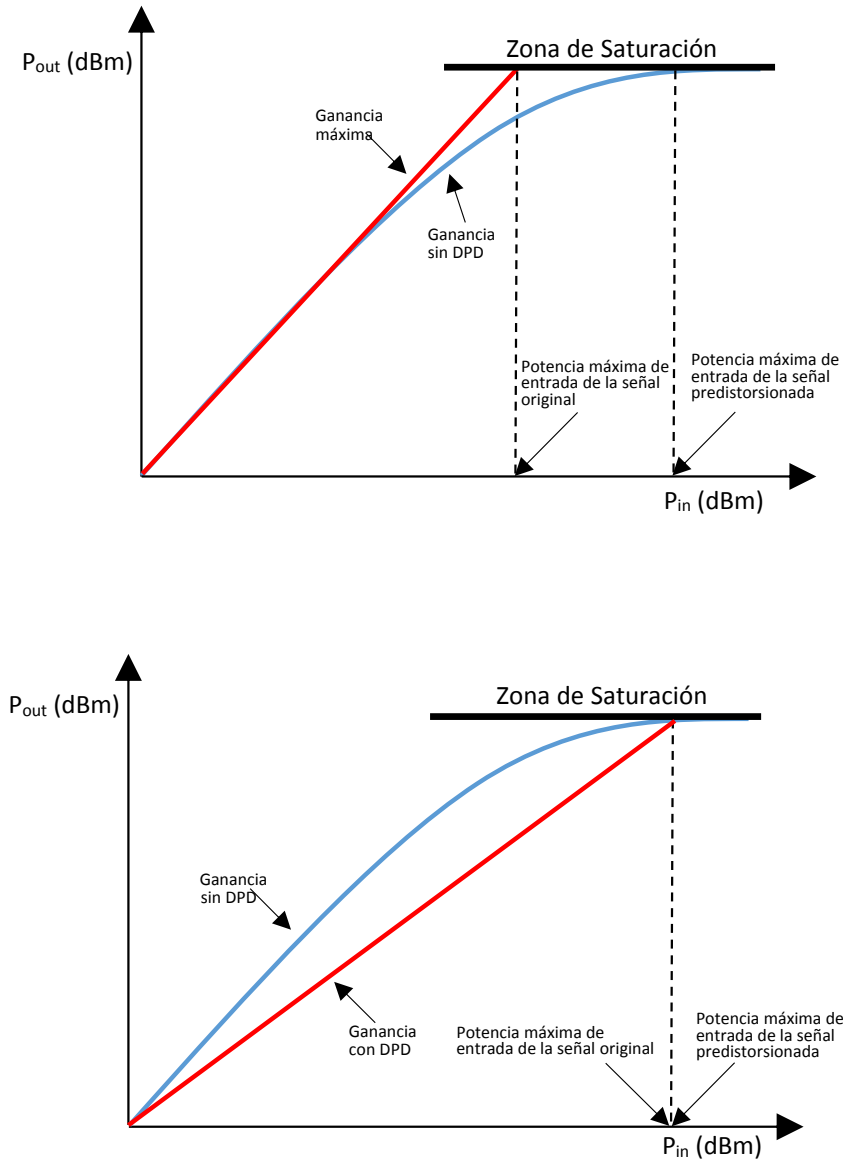


Figura 2.4: Modificación de la ganancia del sistema global $\{DPD + \{RoF + PA\}\}$.
(a) $G_{RoF+PA}^{lin} = \text{Ganancia máxima}$. (b) $G_{RoF+PA}^{lin} = \text{Ganancia mínima}$

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

potencia por la introducción del DPD, el sistema no será lineal y no podrán corregirse los efectos indeseados que el bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ introduzca. Por contra, si elegimos un valor de $G_{\text{RoF}+\text{PA}}^{\text{lin}}$ mínimo, disponemos de un rango mas amplio de trabajo, pues podemos introducir más potencia de entrada si lo deseamos sin dejar de corregir los efectos indeseados ya que el sistema será muy lineal pero la pérdida de potencia por la introducción del DPD será mayor.

En definitiva, la elección del parámetro $G_{\text{RoF}+\text{PA}}^{\text{lin}}$ nos produce un compromiso entre la propia ganancia del sistema total y la linealidad de su salida, por lo que tendremos que elegir este valor de forma que las señales a la salida del sistema tengan un decaimiento en potencia pequeño y su linealidad no se vea comprometida en exceso.

2.4. Métodos de validación

Para validar la calidad y capacidad de linealización del modelo propuesto se utilizarán tres métodos:

Como figura de mérito para escoger los parámetros adecuados para el modelado del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ se define el error cuadrático medio normalizado de la estimación (NMSE) como:

$$NMSE(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{E \{ |y(n) - \hat{y}(n)|^2 \}}{E \{ y^2(n) \}} \right) \quad (2.12)$$

Siendo $\hat{y}(n)$ las muestras de la señal estimada calculada mediante la Ecuación 2.8, $y(n)$ las muestras de la señal capturada y el operador $E\{\cdot\}$ refiriéndose a la esperanza. En el caso del postdistorsionador, se utilizará el mismo método, sustituyendo $y(n)$ por $u(n)$ e $\hat{y}(n)$ por $\hat{u}(n)$

Para verificar que nuestro sistema completo $\{\text{DPD} + \{\text{RoF} + \text{PA}\}\}$ no sobrepasa los límites impuestos por cada uno de los estándares en cuanto a interferencia fuera de banda, ya que como se ha comentado anteriormente, debido a la no linealidad del PA al trabajar en saturación, se produce un recrecimiento espectral en las señales que podría ocupar canales adyacentes al que estemos utilizando y por tanto crear interferencias en otros sistemas. Para ello utilizaremos el *Adjacent Channel Power Ratio* (ACPR). Este ratio tiene en cuenta la potencia de los canales adyacentes y la potencia del canal principal, con lo que podremos ver la interfeerencia que se produce fuera de banda. Generalmente este ratio se suele medir para los canales directamente contiguos (superior e inferior) puesto que es en los que más podría interferir

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

nuestro sistema. Una vez tengamos el ratio con los dos canales más cercanos, elegiremos el valor más desfavorable es decir, el más pequeño.

$$ACPR(dBc) = \min_{m=1,2} \left[10 \cdot \log_{10} \frac{\int_{(adj_band)m} Y(f) df}{\int_{(band)} Y(f) df} \right] \quad (2.13)$$

donde $Y(f)$ es la densidad de potencia espectral de la señal.

Por último, para analizar la calidad de la modulación y así ver la distorsión producida en la propia banda de trabajo, se medirá el *Error Vector Magnitude* (EVM) de las señales utilizadas. Evaluando el EVM tenemos en cuenta todas las posibles distorsiones de fase y amplitud además del ruido interferente. Se define como la diferencia entre la posición de un símbolo ideal y del símbolo recibido.

$$EVM(\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{K} \cdot \frac{\sum_{i=1}^K \|y_i - x_i\|^2}{\|x_i\|^2}} \quad (2.14)$$

donde y_i es el símbolo recibido, x_i representa el símbolo ideal reconstruido por el equipo de medida y K el número símbolos demodulados. En la Figura 2.5 podemos ver gráficamente la recepción de un símbolo y su comparación con el que sería el ideal.

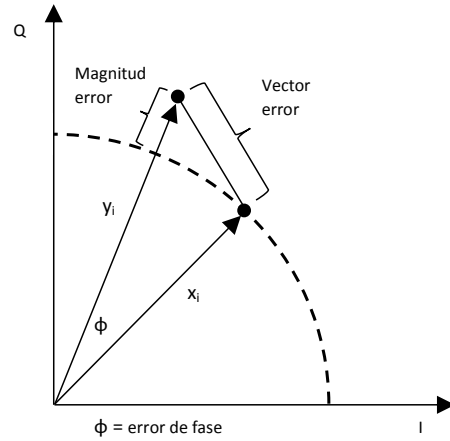


Figura 2.5: La diferencia entre las posiciones del fasor ideal y el recibido es el EVM

Una vez calculado el DPD, se trabajará con el sistema completo formado por $\{\text{DPD} + \{\text{RoF} + \text{PA}\}\}$, que sustituye al formado únicamente por el bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$. El sistema $\{\text{DPD} + \{\text{RoF} + \text{PA}\}\}$, ante una señal de

CAPÍTULO 2. DISEÑO DEL SISTEMA DE PREDISTORSIÓN DIGITAL

entrada, permitirá corregir, según sean las prestaciones del DPD calculado, la distorsión no lineal a costa de una menor ganancia que la ofrecida por el sistema formado únicamente por el $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$. En la Figura 4.3 puede observarse este efecto.

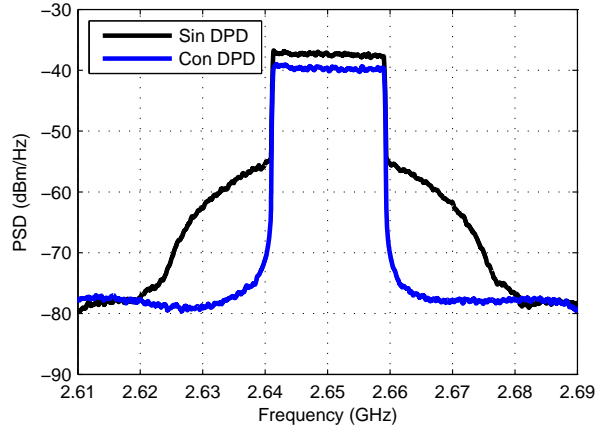


Figura 2.6: Densidad espectral de potencia de la salida del sistema $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ y de la salida del sistema $\{\text{DPD} + \{\text{RoF} + \text{PA}\}\}$

Además, tendremos que tener en cuenta que según el rango de potencias de entrada, puede que no estemos trabajando con el amplificador de potencia en zona de saturación por lo que obtendríamos una salida menos distorsionada y por tanto la utilización del DPD podría no ser necesaria ya que estaríamos perdiendo señal de salida sin motivo. Para justificar esto último se tendrá que hacer un análisis del ACPR para el caso de pasar únicamente por el bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ y el sistema entero $\{\text{DPD} + \{\text{RoF} + \text{PA}\}\}$, observando con qué caso obtenemos un ACPR mayor, y en función de eso utilizar el DPD o no para esa potencia de entrada.

Capítulo 3

Generación y caracterización

En el presente Capítulo se exponen los métodos utilizados para la creación, captura y sincronización de las señales que se han utilizado en los montajes experimentales. Además se llevará a cabo la caracterización de los diferentes elementos de las partes óptica y de radiofrecuencia.

3.1. Generación, captura y sincronización de señales

Para analizar las prestaciones de los diferentes elementos así como de las dos arquitecturas que se proponen más adelante, se utilizarán señales del estándar LTE, en particular de enlace descendente (DL). Dichas señales han sido generadas con el programa de *Keysight* llamado *SystemVue*, el cual genera archivos de datos con las muestras de las señales deseadas. A continuación se exponen las características de las señales utilizadas:

- $F_s = 96 \text{ MHz}$
- $F_c = 2650 \text{ MHz}$
- Modulación: 16 - QAM
- $BW = 20 \text{ MHz}$
- $PAPR = 11.99 \text{ dB}$

La señal utilizada se encuentra en la banda 7 del estándar LTE [26], dicha banda esta comprendida para el rango de 2620 - 2750 MHz. Se ha decidido utilizar un ancho de banda (BW) de 20 MHz debido a que es el mayor permitido por el estándar. Además, se ha decidido utilizar una frecuencia de muestreo (F_s) tal para observar el comportamiento del sistema en las bandas adyacentes. Como se comentó en el Capítulo 1, las señales del estándar LTE

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

presentan un alto nivel de PAPR, esto es, el ratio entre la potencia pico y la potencia media, cuyo resultado puede verse que es bastante alto.

Estas señales se cargarán en un generador de señal o ESG (*Economic Signal Generator*) (*Agilent E4438C*) el cual, tras recibir la señal en banda base, realizará la conversión D/A y modulará la señal a la frecuencia portadora anteriormente nombrada, generando así la señal de radiofrecuencia que servirá como entrada al sistema $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$.

Para realizar tanto el modelado del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ como la identificación del predistorsionador, es necesario capturar tanto la señal a la entrada como a la salida del sistema. Para poder comparar ambas señales, la señal que se usará como señal de entrada al sistema, se tendrá que capturar directamente del generador, la cual tendrá presente los efectos de ruido térmico y ruidos de cuantización que se hayan podido introducir debidos tanto a la conversión D/A como la posterior conversión A/D del DSO (*Digital Storage Oscilloscope*). Para ello conectaremos dicho generador directamente al osciloscopio de medida (*Agilent Infiniium DSA90804A*). Cabe decir que el osciloscopio, una vez captura la señal en su forma analógica, realiza la conversión a digital y con la aplicación VSA (*Vector Signal Analyzer*) la vuelve a situar en banda base por procesamiento de señal. Posteriormente, se procederá a la captura de la señal de salida. Para ello es necesario disponer del montaje del sistema completo. En este caso se tendrán dos montajes diferentes los cuales únicamente se diferencian en la parte RoF, compartiendo ambas el mismo sistema de RF. Se conectará el generador de señales a la entrada de dichos montajes y colocaremos el osciloscopio de medida a la salida del mismo. En la Figura 3.1 se ilustra el proceso de captura de las señales de entrada y salida para las dos arquitecturas.

Además se deberán tener en cuenta las prestaciones del osciloscopio, las

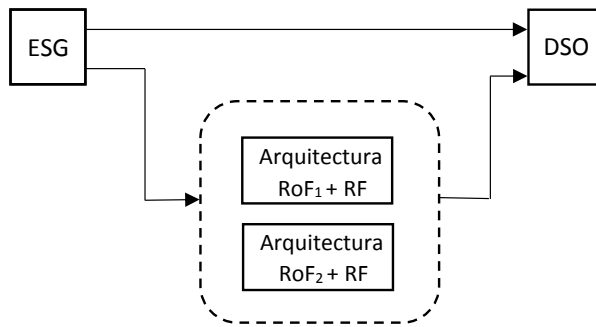


Figura 3.1: Esquema del sistema de captura de las señales de entrada y salida para las dos arquitecturas propuestas

cuales influyen en el tiempo máximo de captura que este puede realizar, en concreto la memoria (M_{DSO}) y del S_{rate} (frecuencia máxima de muestreo).

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

El DSO que se utilizará posee un almacenamiento de 20 Msa, refiriéndose a samples o muestras. Este tiempo viene dado por la Ecuación 3.1

$$T_{captura}(s) = \frac{M_{DSO}(Msa)}{S_{rate}(Gsa/s)} \quad (3.1)$$

El DSO cuenta con un S_{rate} máximo de 40 Gsa y es un factor clave en términos de ruido en el sistema. A mayor tasa de S_{rate} , y por tanto de muestreo, se reduce el nivel de ruido producido en la conversión A/D y por contra, a una menor frecuencia de captura S_{rate} , el sistema introducirá mayor nivel de ruido. Debido a la limitación que impone el osciloscopio en términos de capacidad de almacenamiento (20 Msa) el tiempo máximo de captura a máxima resolución, y por tanto con un menor nivel de ruido, es de 0.5 ms. Este tiempo se corresponde con medio subframe de la señal LTE [26](ver Figura 3.2). Para conseguir una mejor estimación y por tanto un mejor modelado de los coeficientes del predistorsionador, se decide utilizar un S_{rate} de 10 Gsa/s lo cual permite un tiempo de captura de 2 ms (2 subframes de la señal LTE). Para la posterior demodulación en la aplicación VSA del osciloscopio, será

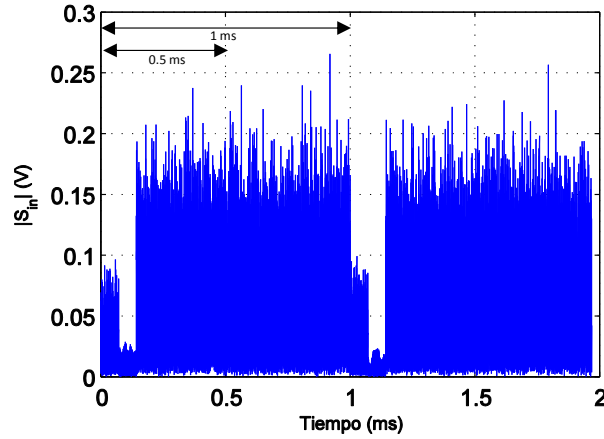


Figura 3.2: Representación del valor absoluto de una señal capturada a la entrada del sistema RoF de 2ms de duración

necesario al menos un frame entero de la señal LTE (10 ms), lo que supone usar un valor de S_{rate} de 1 Gsa/s, asumiendo que la señal tendrá un nivel de ruido mayor.

Una vez capturadas las señales a entrada y salida, éstas se cargan en *Matlab*. Antes de iniciar el proceso de obtención del modelo {RoF + PA} y del DPD, es necesario sincronizar ambas señales en tiempo debido a los retardos temporales que el sistema introduce. Para la correcta sincronización y por simplicidad, se incluirá un tono de baja frecuencia al principio de la señal, el cual usaremos como referencia para determinar el inicio de las

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

señales y poder sincronizarlas en tiempo. Este proceso de sincronización se ha realizado en *Matlab* en el cual se comparan las señales capturadas con la original, eliminando los retardos temporales causados por la fibra óptica. Posteriormente a la sincronización en tiempo, se deberán sincronizar ambas señales en fase, para ello se utilizará el mismo tono anterior para determinar la rotación de fase producida por el sistema y ajustar así la fase de las señales capturadas a la fase de la señal original. Esto último es muy importante ya que aunque las señales capturadas estén sincronizadas en tiempo, si no lo están en fase, obtendremos un modelo del DPD poco satisfactorio. Una vez se tienen ambas señales sincronizadas, el tono se elimina. En la Figura 3.3, se puede observar la comparativa entre las señales sincronizadas y sin sincronizar en fase.

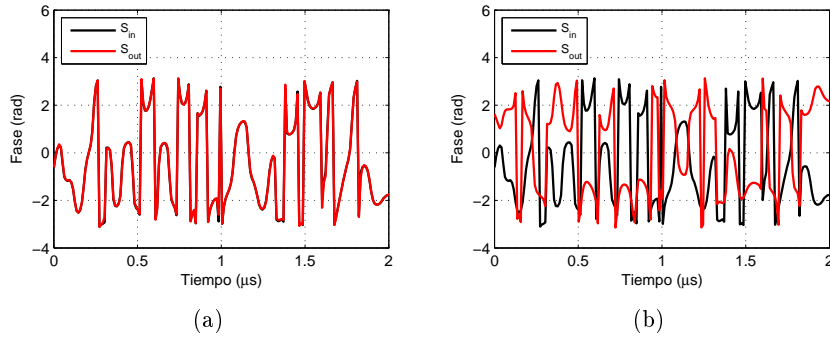


Figura 3.3: Representación de la fase en un fragmento de las señales de entrada y salida sincronizadas (a) y sin sincronizar (b) en fase.

3.2. Caracterización de la parte óptica

En esta sección, antes de mostrar los resultados experimentales obtenidos teniendo en cuenta el enlace de realimentación, se deberán caracterizar los componentes de cada montaje realizado para ver el comportamiento que estos tienen, los estados de saturación, los efectos no lineales, pérdidas de potencia y ruido que se producen, además de elegir bien sus parámetros.

En primer lugar, para determinar la parte óptica del primer montaje, se utilizará un enlace RoF formado por un láser DFB con un modulador externo EAM (*OptilabDFB – EAM – 1550 – 12S/N7080*) cuya longitud de onda es de 1557 nm para el enlace bajada (DL) y como canal de transmisión se utilizará una fibra monomodo (SMF). Para simular el enlace de realimentación, se utilizará otro enlace RoF, que como el anterior, estará formado por otro láser DFB con modulador externo EAM (*OptilabDFB – EAM – 1550 – 12S/N7506*) con una longitud de onda de 1550 nm y cuyo canal de transmisión será de las mismas características que

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

el anterior, es decir, se tendrán dos enlaces RoF, uno que simulará la ida y otro la vuelta. Dado la ventana de trabajo de los láseres, las pérdidas de la fibra monomodo en esa ventana son de 0.25 dB/Km.

En segundo lugar, para determinar la parte óptica del segundo montaje, se utilizarán los mismos láseres DFB con modulador externo EAM dirigidos en el mismo sentido que en el caso anterior pero como diferencia, sólo se utilizará un enlace de fibra óptica, es decir, ambas señales viajarán por esta al mismo tiempo por lo que será necesario insertar elementos que sean capaces de multiplexar en longitud de onda (WDM) y poder así separar las señales DL y del enlace de realimentación.

3.2.1. Caracterización de los transmisores ópticos

3.2.1.1. Elección de la potencia de emisión de los láseres

Uno de los parámetros que podemos elegir en los láseres es la intensidad de bias (I_{bias}), por lo que aumentándola, el láser emitirá más potencia óptica (P_{opt}). En la Figura 3.4 se puede ver la curva de dicha intensidad frente a la potencia óptica de emisión. Se puede ver su intensidad umbral, en la cual pasa de comportarse de modo LED (emisión espontánea) a modo Láser (emisión estimulada). En el presente experimento se trabajará con ambos láseres en modo Láser. Para poder medir la potencia óptica a la salida de los láseres se utilizará un medidor de potencia óptica. Sólo se han realizado las medidas experimentales de uno de los láseres ya que sus comportamientos son similares.

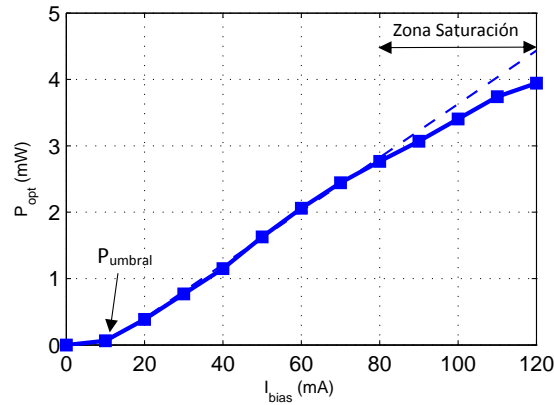


Figura 3.4: Curva de caracterización del láser DFB que representa la potencia óptica emitida para cada intensidad de bias.

Podemos ver que la tendencia que nos muestra la Figura 3.4 no es lineal, si no que para una I_{bias} superior a 80 mA, la respuesta del láser comienza

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

a saturarse, síntoma de comportamientos no lineales. A su vez, la potencia umbral, donde el láser entra en zona de emisión espontánea, se situa en unos 10 mA. Se puede concluir entonces que la zona donde el láser se comportará de manera lineal será en el intervalo de 20 a 80 mA.

Una vez analizado el comportamiento de los láseres, se ha de fijar el parámetro de I_{bias} en al menos uno de ellos, en este caso en el láser que servirá como emisor en el enlace *downlink*. Para elegir este parámetro, nos centraremos en un estudio del EVM de las señales recibidas para distintos valores de I_{bias} . Este parámetro mide la calidad de la señal en banda, es decir, mide la diferencia vectorial entre la posición ideal del símbolo de la constelación frente al valor detectado. Ese valor aumenta cuanto más distorsionada esté la señal demodulada, ya sea debido a interferencias, no linealidades del sistema o el ruido. Para ello se ha realizado el montaje de la Figura 3.5, en el que se ha incluido la parte de RF para una mejor caracterización del sistema total. La introducción de un atenuador a la salida del amplificador de potencia no tiene sentido si se tratase de un sistema real pero al tratarse de una medida de laboratorio, es necesario ponerlo para no dañar los equipos de medida.

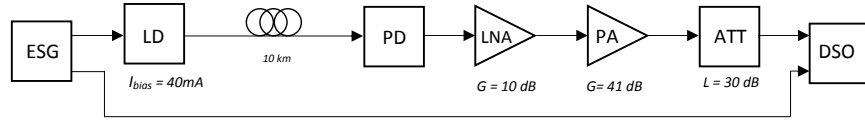


Figura 3.5: Montaje experimental para la caracterización del láser en el enlace *Downlink*.

Se ha decidido introducir un amplificador de bajo ruido (LNA) a la entrada del amplificador de potencia con el objetivo de aumentar así la ganancia total del sistema además de reducir la figura de ruido del mismo acorde con la fórmula de Friis que caracteriza el factor de ruido de un sistema como podemos comprobar en la ecuación 3.2.

$$F = F_1 + \sum_{i=2}^M \frac{F_i - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} G_j} \quad (3.2)$$

donde M corresponde a los distintos cuadripolos de los que consta el sistema, cada uno de ellos caracterizado por una ganancia en potencia G_i . Si nos centramos únicamente en la parte de RF:

$$F = F_{LNA} + \frac{F_{PA} - 1}{G_{LNA}} \quad (3.3)$$

Obteniendo así una figura de ruido mucho menor que en el caso de tener

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

solamente el amplificador de potencia, lo que permite obtener unos mejores resultados en términos de EVM. Como podrá verse a continuación, el rango de potencias de entrada al sistema a elegir estará condicionado por el EVM.

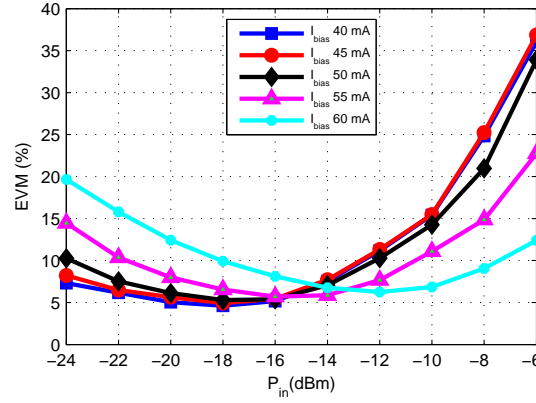


Figura 3.6: Medidas experimentales del EVM para el sistema completo en el enlace DL para diferentes valores de I_{bias} .

En la Figura 3.6 se puede observar que para potencias de entrada al láser bajas el EVM aumenta conforme aumenta la intensidad de bias ya que al aumentar la corriente de polarización también lo hace la potencia óptica emitida. Esto provoca la aparición de efectos de ruido de disparo (*Shot Noise*) y además de que la relación señal a ruido (SNR) disminuye. Para potencias altas de entrada al láser, el EVM aumenta debido a efectos de saturación en el sistema y por tanto distorsión de las señales pero a su vez disminuye cuando la intensidad de bias aumenta ya que al aumentar ésta, disminuye el ruido RIN (*Relative Intensity Noise*) en el detector. Además, entre la zona de altas y bajas potencias se producen cruces en las curvas debido a que los efectos anteriormente nombrados se compensan.

Partiendo de la zona lineal de comportamiento del láser DFB y estando por encima de la potencia umbral, se va a elegir la intensidad de bias con la que se trabajará. La intensidad elegida es 40 mA, debido a que además de encontrarse en la zona lineal del láser, proporciona el mínimo valor de EVM para el sistema completo {RoF + PA}.

Por tanto con la I_{bias} elegida anteriormente de 40 mA, se hará realizar el estudio del comportamiento del sistema para un rango de potencias de entrada que comprenderá de -20 a -10 dBm. Con respecto a la elección de la I_{bias} del láser que servirá como emisor en el enlace de vuelta, únicamente se tendrá en cuenta que éste se encuentre trabajando en zona lineal, fijándose esta en 40 mA.

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

3.2.1.2. IP3 de los emisores ópticos

Cuando dos frecuencias cercanas, f_1 y f_2 , se aplican a un sistema no lineal, este generará nuevas componentes frecuenciales. Pueden aparecer en varias zonas del espectro pero hay que tener especial cuidado con las que aparecen en las frecuencias $2f_2 - f_1$ y $2f_1 - f_2$, que serán las más cercanas a nuestra frecuencia de transmisión o interés, son los llamados terceros armónicos. El punto de intersección de tercer orden (IP3) se define como el nivel de potencia de entrada para el cual la potencia del tercer armónico a la salida coincide con la del término fundamental.

Para ver con detalle las no linealidades y la distorsión que se producen debido a estos armónicos, situaremos dos tonos de prueba con una separación entre ellos igual al ancho de banda de la señal LTE que se ha definido anteriormente (20MHz). Se fijará un rango de potencias de entrada observando como varía la potencia de los tonos de salida principales y los armónicos. Se puede analizar dicho IP3 extrapolando la zona lineal de ambos hasta que se produzca su intersección. Se analizarán los casos con y sin fibra óptica, para ver el efecto de esta última. Los montajes utilizados para medir este parámetro se pueden ver en la Figura 3.7 en los que se ha utilizado una prestación propia del ESG utilizado que permite introducir dos tonos separados una distancia controlable por el usuario. Sólo se ha representado el IP3 para un láser ya que para el otro el resultado es análogo.

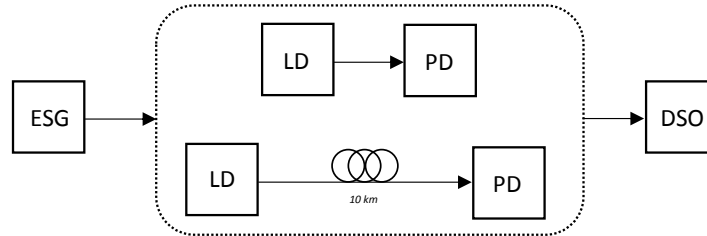


Figura 3.7: Montajes realizados para caracterizar la parte óptica que conforman tanto los láseres como detectores.

En la Figura 3.8 puede observarse que el sistema comienza a entrar en estado de saturación para una potencia de entrada de 0dBm para el caso sin fibra óptica y de 2dBm para el caso añadiendo al enlace la fibra. Esto es debido a que la fibra únicamente introduce una atenuación la cual ha sido descrita anteriormente. El punto IP3 corresponde pues a una potencia de entrada (IIP3) de 11.95 dBm y a una OIP3 de 7.3 dBm para el caso sin fibra óptica y una potencia de entrada (IIP3) de 17.95 dBm y una OIP3 de 7.54 dBm para el caso con fibra óptica. La introducción de la fibra óptica hace que el sistema necesite más potencia para entrar en estado de saturación,

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

esto es, que el rango de potencias de entrada se amplíe.

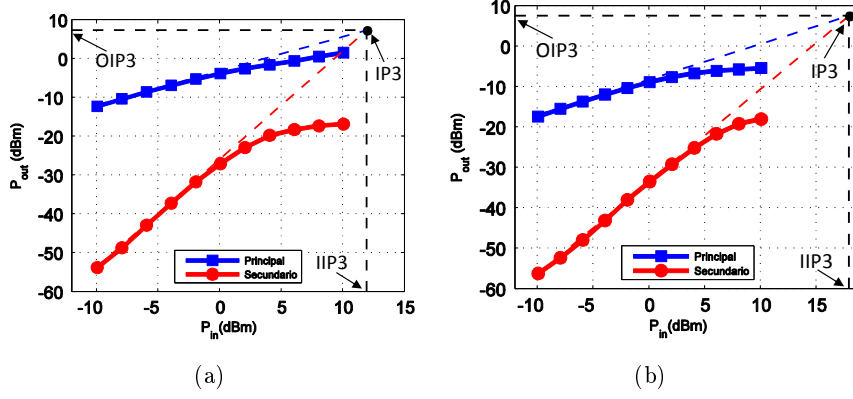


Figura 3.8: Representación del IP3 del láser en el enlace DL (a) sin fibra óptica (b) con fibra óptica.

3.2.2. Caracterización de los filtros ópticos

En la arquitectura 2 se realizará un montaje que constará únicamente de un enlace con fibra óptica, por lo que tanto las señales del enlace DL como las señales del enlace de realimentación atravesarán el mismo sistema RoF. Para poder trabajar por separado con cada una de las señales será necesaria la introducción de elementos que permitan distinguirlas. Se utilizarán WDM, capaces de multiplexar en longitud de onda. En la Figura 3.9 se ilustra el esquemático de los WDM que se utilizarán, donde pueden verse las longitudes de onda que deja pasar cada rama junto con los láseres y fotodetectores utilizados.

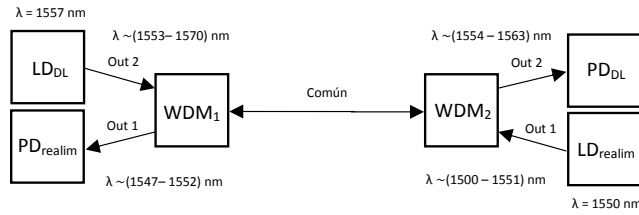


Figura 3.9: Esquemático de la configuración utilizada para la separación de las señales DL y del enlace de realimentación.

En las Figura 3.10 se puede ver la respuesta experimental de ambos WDM, en las cuales se han incluido las longitudes de onda de los dos láseres, (1557 nm láser enlace DL y 1550 nm láser de realimentación). Se puede

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

observar como la salida de ambos WDM dejan pasar longitudes de onda contrarias.

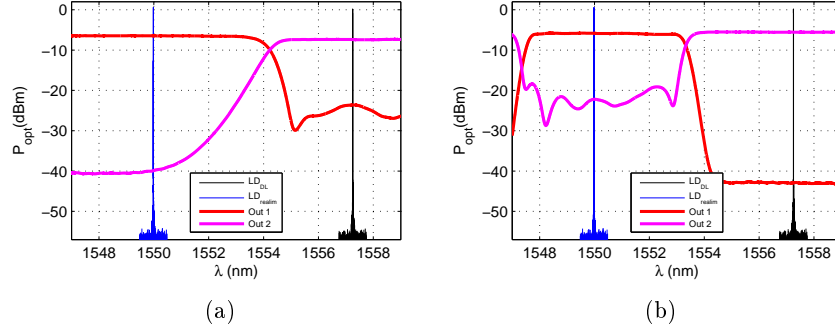


Figura 3.10: Respuesta del WDM₁ (a) y WDM₂ (b) con respecto a la longitud de onda de los láseres utilizados

3.3. Caracterización de la parte RF

El elemento que más peso representa en la etapa de radiofrecuencia es el amplificador de potencia. Por tanto, será importante caracterizar el mismo para así observar qué comportamiento tiene. Para ello se ha realizado el montaje de la Figura 3.11 con el cual se ha evaluado, al igual que en la parte óptica, el punto de intercepción de tercer orden (IP3) para ver así las no linealidades que éste introduce. Después del amplificador, se ha situado

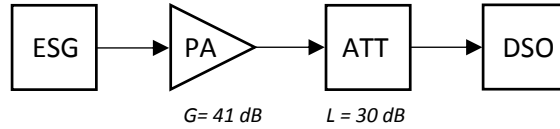


Figura 3.11: Montaje utilizado para la obtención del IP3 del PA.

un atenuador de potencia, cuyo objetivo principal es proteger al DSO frente a grandes potencias de salida del amplificador, ya que el osciloscopio tolera una potencia máxima de entrada determinada. De manera análoga al caso anterior, el propio ESG es capaz de generar dos tonos separados una distancia controlable. Pueden verse los resultados obtenidos en la Figura 3.12.

Para un rango de potencias de entrada de -20 a -8 dBm es posible extrapolar las zonas lineales de los tonos principal y secundario para así obtener el IP3. El punto IP3 corresponde a una IIP3 de -4.2 dBm y a una OIP3 de 37.6 dBm.

CAPÍTULO 3. GENERACIÓN Y CARACTERIZACIÓN

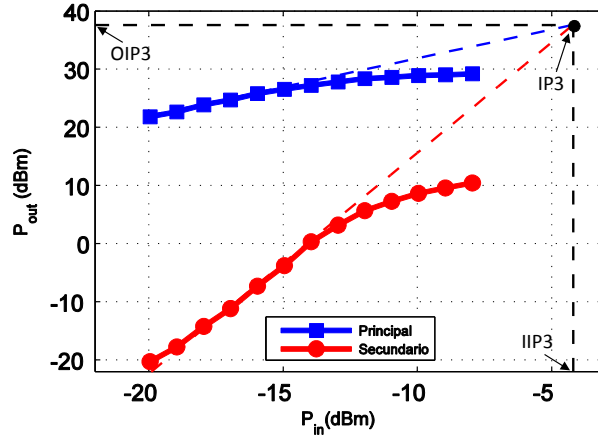


Figura 3.12: Representación del IP3 del amplificador de potencia utilizado en el montaje.

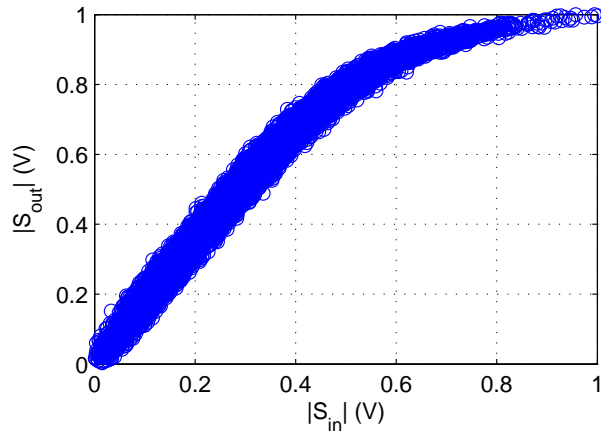


Figura 3.13: Curva AM-AM del amplificador de potencia utilizado.

Como se ha definido anteriormente, el amplificador de potencia es un elemento con memoria, es decir, habrá muestras de entrada a las que correspondan varias muestras de salida. Esto significa que si se analiza la curva AM-AM no se obtendrá una curva fina, sino que se podrán observar los efectos comentados (ver Figura 3.13). Por otra parte, el trabajar en el régimen de saturación significa que aunque se aumente la potencia de entrada, la potencia de salida no se incrementará.

Capítulo 4

Resultados Experimentales

Una vez se han caracterizado los elementos más importantes del sistema, se introducirán las dos arquitecturas RoF utilizadas cuyo objetivo era la corrección de los efectos degradantes que se producen tanto por el sistema de transmisión híbrido $\{\text{RoF} + \text{RF}\}$ como por la influencia del enlace de realimentación en la caracterización del DPD.

4.1. Arquitectura RoF 1

El primer montaje experimental se basa en la utilización de dos fibras ópticas, una para el enlace downlink (DL) y otra para el enlace de realimentación. Primeramente se dará una visión del modelo de predistorsionador ideal para posteriormente introducir la metodología de corrección de los efectos degradantes del enlace de realimentación y realizar una comparativa de utilización de diferentes modelos de DPD.

4.1.1. Obtención del DPD ideal

Para poder trabajar sobre una base, primeramente se realizará el modelado del DPD del enlace ideal (DPD_{ideal}), es decir, sin enlace de realimentación, capturando así las señales de entrada y salida del sistema. El montaje se ilustra en la Figura 4.1 en el cual se pueden observar los elementos con los que el sistema cuenta.

A través de *Matlab* las señales capturadas son sincronizadas en tiempo y en fase, se procede al modelado tanto del amplificador como del predistorsionador obteniendo así sus coeficientes. Se opta por fijar el orden y memoria explicados en el Capítulo 2 para todas las señales capturadas. Este proceso se realiza para un rango de potencias de entrada de -20 a -10 dBm, haciendo un especial hincapié para el valor de potencia de entrada -10 dBm siendo este el peor caso.

Ya que se quiere realizar un predistorsionador óptimo, se deben elegir

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

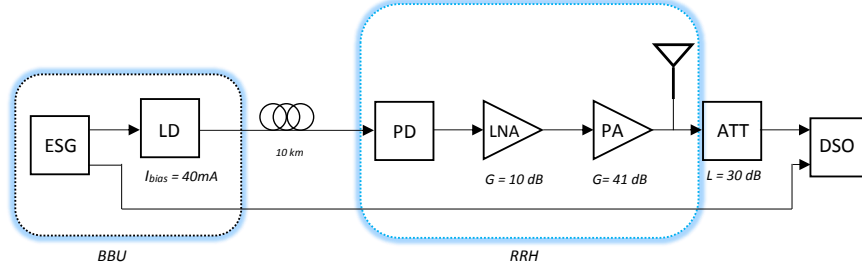


Figura 4.1: Montaje experimental para el modelado del predistorionador ideal.

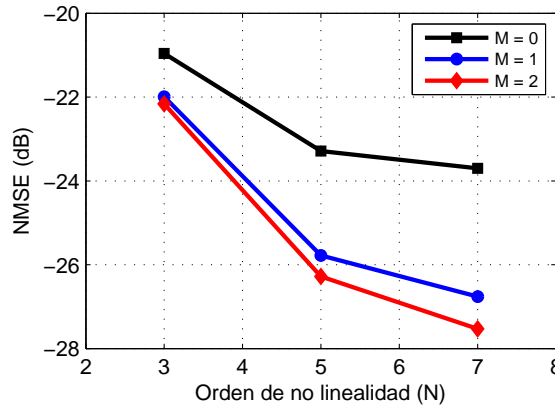


Figura 4.2: Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace DL para el caso de una potencia de entrada de -10dBm.

tanto el orden como la memoria del sistema de forma que el coste computacional no sea alto, esto es, que el número de coeficientes sea el mínimo para obtener unos resultados similares. En la Figura 4.2 se puede observar como para un orden $N = 7$ y una memoria $M = 2$ obtenemos el mejor resultado pero a costa de incrementar el número de coeficientes para una mejora apenas apreciable, por ello se decide fijar el orden $N = 7$ y la memoria en $M = 1$, teniendo así un resultado próximo y reduciendo el número de coeficientes.

Como se comentaba en el Capítulo 2, es posible aumentar la ganancia total del sistema aplicando a esta un factor α , ya que debido al proceso de linealización se produce una reducción de la misma, permitiendo así obtener una menor pérdida de potencia. Realizando varias pruebas con diferentes α , se opta por elegir un $\alpha = 1.3$ con el cual se puede conseguir una corrección bastante buena de los productos de intermodulación y una pérdida de potencia admisible.

Una vez elegidos los parámetros N , M y α , se procede al cálculo de los

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

coeficientes, los cuales se aplican a las señales LTE creadas, obteniendo así las señales predistorsionadas que tratarán de cancelar los productos de intermodulación producidos por el sistema $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$. Estas señales serán cargadas en el ESG y transmitidas al montaje de la Figura 4.1 de nuevo. Con la aplicación VSA del osciloscopio se evaluará las señales a la salida del sistema en términos de EVM y ACPR.

Para comprobar la capacidad de cancelación de los productos de intermodulación que el predistorsionador propuesto tiene, se pueden comparar las densidades espectrales de potencia (PSD) de ambas señales a la salida del sistema con y sin el predistorsionador, como se ilustra en la Figura 4.3.

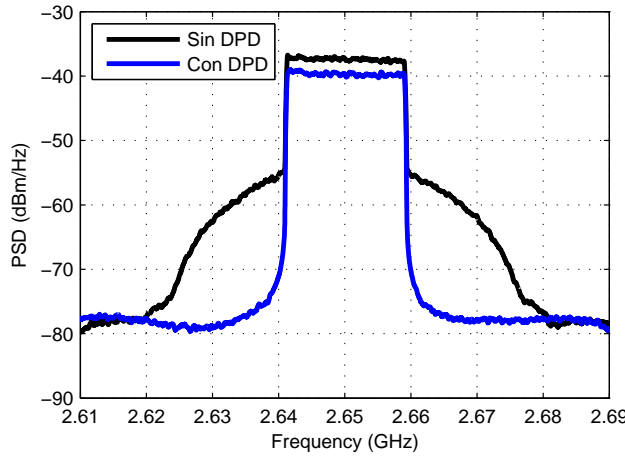


Figura 4.3: Densidad espectral de potencia de la salida del sistema $\{\text{RoF}_1 + \text{PA}\}$ y de la salida del sistema $\{\text{DPD} + \{\text{RoF}_1 + \text{PA}\}\}$ para una potencia de entrada de -10 dBm

Como ha sido comentado anteriormente, la salida del sistema $\{\text{DPD} + \{\text{RoF}_1 + \text{PA}\}\}$ cancela gran parte de las no linealidades y por tanto, los productos de intermodulación producidos en las bandas adyacentes, a costa de perder potencia con respecto a la señal de salida original. En la Figura 4.4 está representado el EVM para los dos casos, con y sin DPD para varias potencias de entrada en el enlace DL. Se puede observar como para el caso de no utilizar el predistorsionador el EVM se incrementa a la vez que lo hace la potencia de entrada debido a la saturación del sistema mientras que cuando se utiliza el DPD el EVM permanece constante. En la Figura 4.5 se ilustran las constelaciones de las señales sin y con predistorsión, respectivamente, en las cuales se puede observar una notable mejora en la recepción de los símbolos en el caso de utilizar el predistorsionador.

Para ver la corrección del recrecimiento espectral, en términos de ACPR (ver Tabla 4.1), puede observarse que la introducción del DPD supone una

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

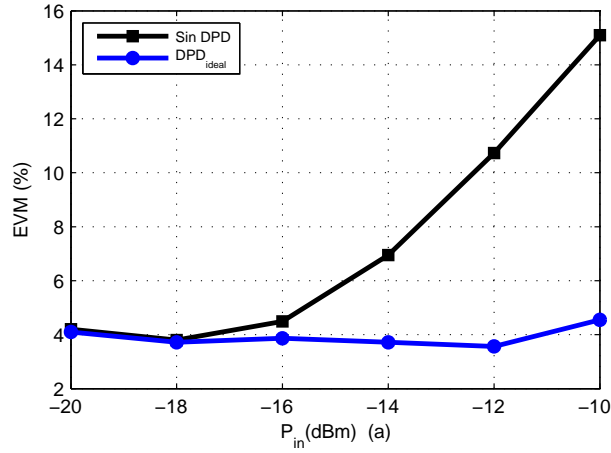


Figura 4.4: Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para el caso de sin y con predistorsión ideal (DPD_{ideal})

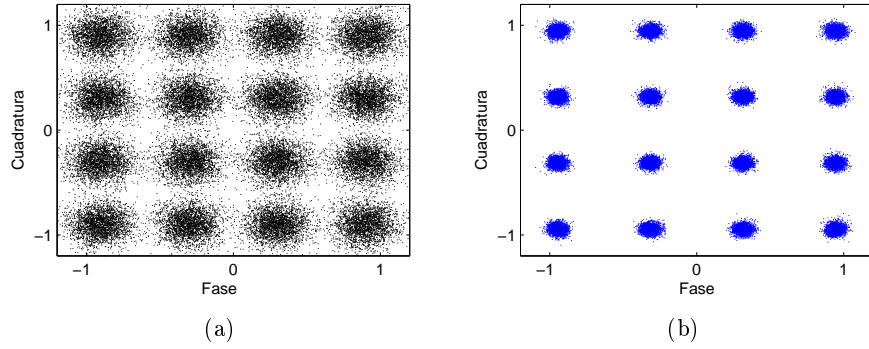


Figura 4.5: Constelaciones de las señales de salida para el caso sin DPD (a) y con DPD_{ideal} (b) para una potencia de entrada de -10 dBm

mejora de 16.16 dB. Además, para ver la distorsión producida en banda, se evalúa el EVM, el cual ha disminuido de 15.1 % a 4.55 % obteniéndose una mejora de 10.55 puntos porcentuales. El uso del DPD es necesario debido a que sin él, no se cumpliría el estándar LTE en términos de EVM (ver Tabla 4.2).

En [27] la ganancia de un enlace (G_{RoF+PA}^{lin}) esta definida como la relación entre la potencia de salida de RF del conversor óptico-eléctrico y la potencia de entrada de RF al conversor eléctrico-óptico. En el caso que se estudiará se tendrá que tener en cuenta el PA situado en la RRH como parte del sistema. Por tanto la ganancia del sistema dependerá fundamentalmente de la eficiencia de conversión del láser DFB, del fotodetector y del amplificador

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Tabla 4.1: Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema en la arquitectura 1

	ACPR (dBc)	EVM (%)	$G_{RoF_1+PA}^{lin}$ (dB)
Sin DPD	-22.63	15.1	35.07
DPD_{ideal}	-38.79	4.55	32.23

Tabla 4.2: EVM requerido para cada tipo de modulación en el estándar LTE.

Modulación	EVM Requerido (%)
QPSK	17.5 (%)
16QAM	12.5 (%)
64QAM	8 (%)
256QAM	3.5 (%)

de potencia, además de las pérdidas que la fibra óptica introduce, se definirá como:

$$G_{RoF+PA}^{lin} = \alpha \cdot G_{RoF+PA} = \alpha \cdot \frac{\eta_{LD}^2 \Re^2}{L_{opt}^2} \cdot G_{PA} \cdot G_{LNA} \cdot \frac{Z_{out}}{Z_{in}} \quad (4.1)$$

4.1.2. Predistorsión del sistema con realimentación

En un escenario real, los coeficientes del DPD se calculan en la BBU, lo que implica la necesidad de un enlace de realimentación que permita obtener la señal a la salida del sistema. Este enlace se basará en la tecnología RoF, pero en este caso no trataremos de maximizar la potencia como en el enlace DL, sino que trataremos de maximizar la linealidad del enlace. Las distorsiones que puedan ocurrir serán debidas a la conversión tanto eléctrico-óptica como la óptico-eléctrica pero en cualquier caso, serán menores que en el enlace DL por la no utilización del PA .

En primer lugar, para mantener el enlace de realimentación lo más lineal posible y que por tanto introduzca las menores distorsiones posibles, habrá que asegurarse de que a la entrada del láser de vuelta siempre haya la misma potencia. Para conseguir esto, se utilizará un atenuador variable que mantenga esta potencia de entrada al láser fija para todos los casos analizados del rango de potencias de entrada [-20,-10] dBm.

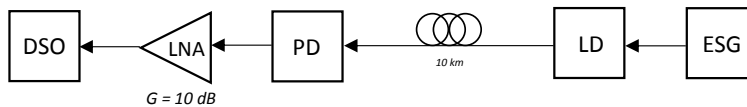


Figura 4.6: Montaje realizado para la caracterización del enlace de realimentación.

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el montaje experimental de la Figura 4.6, el cual esta formado por el enlace RoF de vuelta constituido por láser, fibra y fotodetector, y que además se ha introducido un LNA con el fin de amplificar las señales a la salida del PD. Se realiza un estudio del ACPR para diferentes potencias de entrada al láser del enlace de realimentación. Los resultados obtenidos se pueden ver en la Figura 4.7. Fijamos esta potencia en un valor de -12 dBm dado que es el valor de potencia de entrada para el que obtenemos un mejor resultado de ACPR (-42.63 dBc), esto es, el caso en el que se producen menores distorsiones en las bandas adyacentes. Cabe decir que este estudio está realizado como se comentó anteriormente, para una intensidad de bias de 40 mA.

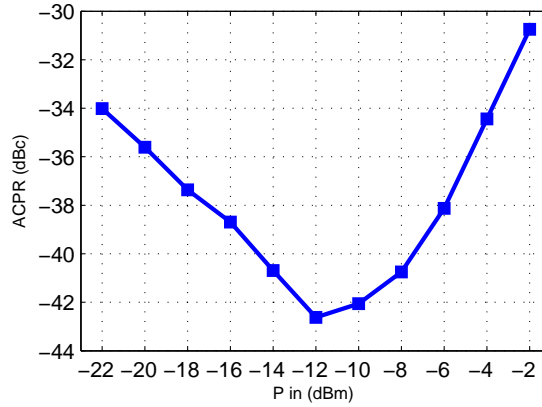


Figura 4.7: Variación del ACPR con respecto al nivel de potencia de RF a la entrada al láser.

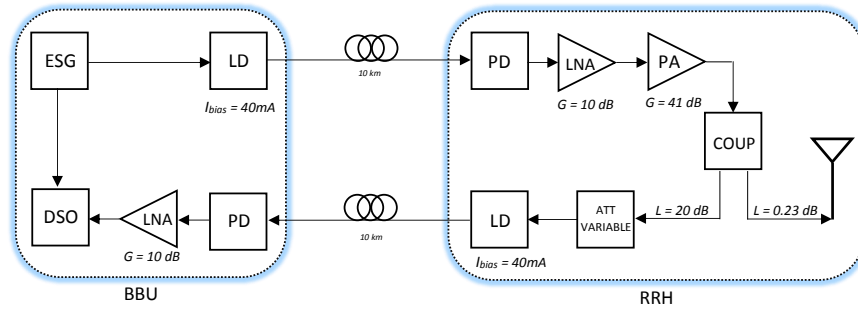


Figura 4.8: Montaje experimental para la realización de la predistorsión del sistema con realimentación en la arquitectura 1.

Posteriormente se lleva a cabo el montaje de la Figura 4.8, puede verse el enlace DL el cual esta conectado mediante un acoplador a la antena y al enlace de realimentación. Este último está formado por un atenuador variable para fijar la potencia de entrada al láser del enlace constante, un

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

sistema RoF y un LNA para amplificar las señales a la salida del PD. Se capturarán las señales de entrada y salida al sistema, ambas en la BBU, por lo que la señal de salida habrá sufrido los efectos tanto del enlace DL como del enlace de realimentación. Así pues, se procede al cálculo de los coeficientes del predistorsionador del nuevo sistema. Para poder realizar una comparativa con el caso del DPD_{ideal} , se fijan de nuevo los valores de N , M , y α igual que en el caso ideal. Ahora a la hora de calcular los coeficientes del predistorsionador (DPD_{DL_realim}) se tendrán en cuenta los efectos del enlace de realimentación, lo que degradará las prestaciones de la predistorsión del enlace DL. Este efecto se puede ver en la Figura 4.9, donde se observa que la utilización del DPD_{DL_realim} permite corregir parte de los productos de intermodulación en las bandas adyacentes.

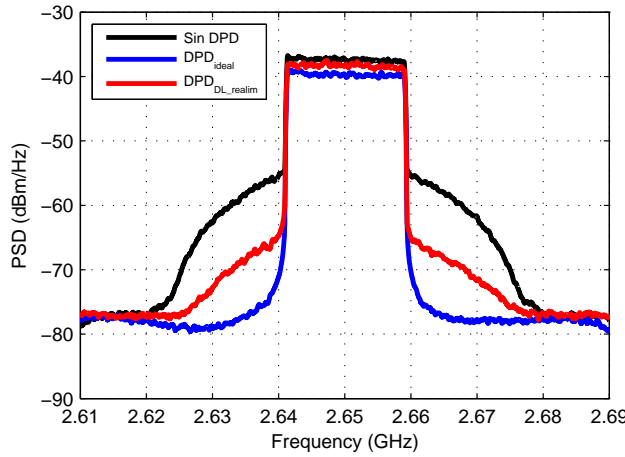


Figura 4.9: Densidad espectral de potencia de las señales de salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} y el DPD_{DL_realim} para una señal de entrada de -10 dBm (peor caso).

4.1.3. Postdistorsión del enlace de realimentación

Los resultados del apartado anterior nos arrojan que el enlace de realimentación hace que nuestro modelo de predistorsión no sea el mejor, dado que en la señal medida en la antena todavía aparecían efectos de los productos de intermodulación. El objetivo ahora se centra en tratar de paliar lo máximo posible las degradaciones debidas al enlace de realimentación. Para ello habrá que caracterizar el comportamiento de éste y aplicar técnicas de postdistorsión para corregirlo. Para la corrección de los posibles efectos no deseados que el enlace de realimentación pueda introducir, se decide utilizar, como en el caso del enlace DL, las series de Volterra para el modelado y cálculo de los coeficientes del postdistorsionador que permitan corregir dichas degradaciones. Ya que se ha impuesto que la potencia de entrada al láser

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

sea constante para cada potencia de entrada al sistema, al realizar postdistorsión sólo en el enlace de realimentación, se obtendrán unos coeficientes del postdistorsionador constantes. Este modelo de postdistorsión se ha calculado variando los valores del orden de no linealidad (N) y de memoria (M), en la Figura 4.10 se ilustran los resultados obtenidos.

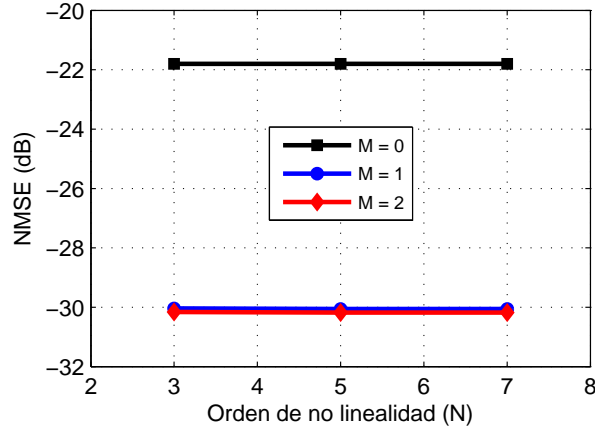


Figura 4.10: Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace de realimentación.

Se puede observar que para un mismo nivel de memoria, aumentar el orden de no linealidad no disminuye el error NMSE, esto es debido a que en el enlace de realimentación las no linealidades son bastante menores que en el enlace DL al contar este último con un amplificador de potencia que trabaja en zona de saturación. Con respecto a variar el orden de memoria, se obtienen los mismos resultados con $M = 1$ que con $M = 2$. Por tanto, para disminuir el coste computacional cuando estos coeficientes se apliquen a la señal pertinente, se elegirá un valor de $N = 3$ y un valor de $M = 1$, con lo que el postdistorsionador (DPD_{realim}) constará de 6 coeficientes.

El estudio experimental ahora se centra de nuevo en la Figura 4.8. Aplicando los coeficientes anteriormente calculados (DPD_{realim}) a las señales ya capturadas en el apartado 4.1.2 se obtendrán unas señales en las que se ha reducido el efecto del enlace de realimentación. Posteriormente, dichas señales se utilizarán para obtener el modelo del predistorsionador (DPD_{DL}) que, aplicado a la señal LTE permitirá obtener unos resultados semejantes al caso del DPD_{ideal} . Para el cálculo del modelo de predistorsionador DPD_{DL} se utilizarán los mismos parámetros del modelo polinomial usados anteriormente, $N = 7$, $M = 1$, $\alpha = 1.3$ para poder establecer una comparativa real. En resumen, se aplicarán a la señal original LTE dos conjuntos de coeficientes, uno que permite disminuir los efectos del enlace de realimentación y otro que posibilita arreglar las degradaciones debidas al enlace DL.

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Figura 4.11 se muestran los resultados obtenidos y se puede observar como al disminuir los efectos debidos al enlace de realimentación se consiguen corregir en mayor medida que en el caso de no hacerlo los productos de intermodulación. Además, se han evaluado los resultados obtenidos en términos de EVM (ver Figura 4.12) para todos los casos estudiados hasta ahora.

En la Figura 4.11 se ha representado en color *Cian* el caso de utilizar tan-

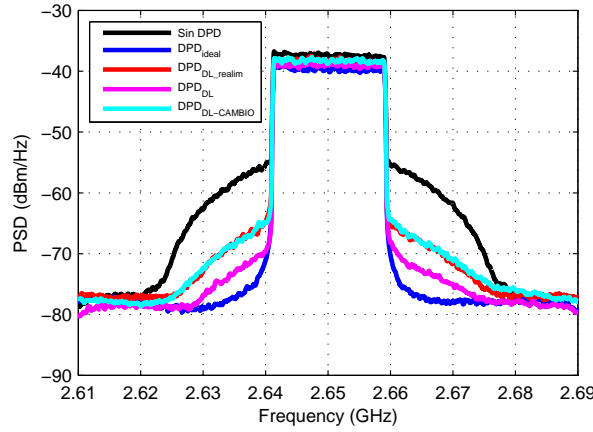


Figura 4.11: Densidad espectral de potencia de la salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} , el DPD_{DL_realim} , DPD_{DL} para una señal de entrada de -10 dBm (peor caso).

to en el enlace DL como en el enlace de realimentación láseres distintos, pero aplicando los coeficientes obtenidos del DPD_{DL} . Es decir, no se ha realizado el modelado del predistorsionador para estos nuevos láseres dando lugar a unos resultados no satisfactorios, aproximándose al caso de utilizar el DPD_{DL_realim} . Se puede concluir que, es necesaria la previa caracterización de ambos láseres y así conseguir unos coeficientes del predistorsionador realizando un pre calibrado para poder obtener unos resultados buenos. En la Figura 4.12 se observa el comportamiento del EVM, en el caso de utilizar DPD_{DL_realim} llega cierto momento, cuando la potencia de entrada supera los -14 dBm, en el que el modelo de predistorsión ya no es capaz de corregir los efectos no lineales producidos en la señal. Por otra parte, el modelo de predistorsión propuesto en este trabajo, DPD_{DL} , se comporta de una mejor manera ya que permite corregir en mayor medida los productos de intermodulación ocasionados, siendo semejante al comportamiento del DPD_{ideal} .

Las constelaciones obtenidas para los casos de DPD_{DL-UL} y DPD_{DL} están representadas en la Figura 4.13 donde puede verse cómo en el caso de utilizar el arreglo propuesto se obtiene un mejor resultado en la recepción de los símbolos.

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

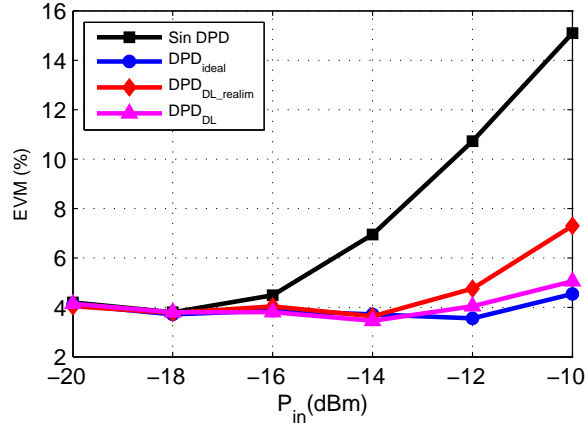


Figura 4.12: Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para los casos de sin predistorsión, DPD_{ideal} , DPD_{DL_realim} y DPD_{DL} .

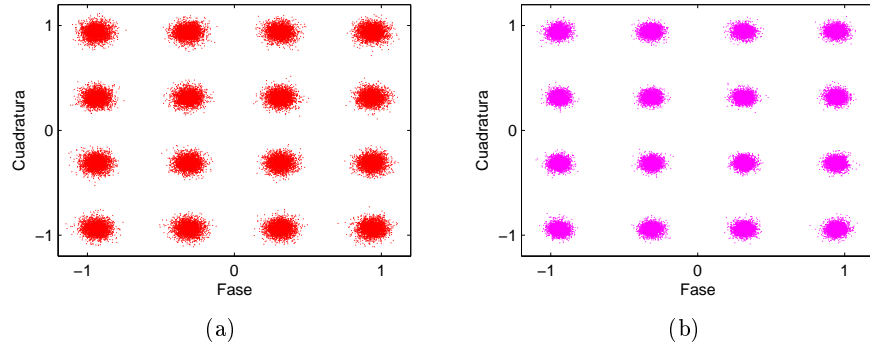


Figura 4.13: Constelaciones obtenidas para el caso (a) DPD_{DL_realim} y (b) DPD_{DL} para una potencia de entrada de -10 dBm.

En la Tabla 4.3 puede verse una comparativa en términos de ACPR y EVM en valores exactos para el peor caso de potencia de entrada (-10 dBm). Con respecto al caso ideal, DPD_{ideal} , el valor del ACPR para el DPD_{DL_realim} aumenta en 3.55 dB mientras que con el propuesto, DPD_{DL} , dicho valor aumenta en 2.4 dB, estableciendo entonces, una mejora de 1.15 dB con respecto al caso de no tener en cuenta el enlace de realimentación. En cuanto al EVM, se puede observar que el DPD_{DL} introduce una mayor mejora que el DPD_{DL_realim} , 5.06 % frente a 7.30 % , el EVM sólo aumenta en 0.51 puntos porcentuales con respecto al caso ideal.

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Tabla 4.3: Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema para una potencia de entrada de -10 dBm en la arquitectura 1.

	ACPR (dBc)	EVM (%)	G_{ROF_1+PA} (dB)
Sin DPD	-22.63	15.1	35.07
DPD_{ideal}	-38.79	4.55	32.23
$DPD_{DL} \text{ realim}$	-35.24	7.30	32.61
DPD_{DL}	-36.69	5.06	32.39

4.2. Arquitectura RoF 2

Esta sección tiene como objetivo evaluar el comportamiento del sistema $\{\text{RoF}_2 + \text{PA}\}$ en lo que sería un escenario más real, utilizando únicamente un enlace de fibra óptica por la cual viajaran tanto las señales del enlace DL como las señales del enlace de realimentación. Como en el caso de la arquitectura anterior, se dará una visión del modelo de predistorsionador ideal para posteriormente realizar una comparativa con la utilización de diferentes modelados de predistorsión más reales.

4.2.1. Obtención del DPD ideal

De nuevo, para tener como referencia el mejor caso posible, se realizará el modelado del DPD del enlace ideal DPD_{ideal} , es decir, sin enlace de realimentación, capturando así las señales a la salida de la BBU y a la entrada de la antena en la RRH. El montaje se ilustra en la Figura 4.14 en el que se puede comprobar como al utilizar un sólo enlace RoF tanto para la ida como para la vuelta, es necesario introducir nuevos elementos en el sistema que sean capaces de distinguir las señales DL y las correspondientes al enlace de realimentación. Como se comentó anteriormente, se utilizarán elementos WDM para separar las señales por longitud de onda y están presentes en el montaje debido a las pérdidas de potencia óptica que estos introducen para conseguir así una mejor caracterización del sistema. En cuanto a los elementos que conforman tanto la BBU como la RRH son análogos a los utilizados para la arquitectura 1 en el enlace DL ideal.

A través de *Matlab* y con las señales capturadas, una vez están sincronizadas, se procede al modelado tanto del amplificador como del predistorsionador y obtener así sus coeficientes. Se opta por fijar el orden y memoria explicados en el Capítulo 2 para todas las señales capturadas. Este proceso se realiza para un rango de potencias de entrada de -18 a -8 dBm, se ha decidido introducir un off-set de 2 dB en dicho rango debido a que al introducir los elementos WDM, supone una pérdida de potencia en el sistema total que en el anterior montaje no se tenía, por lo que el sistema total tendrá un rango de trabajo más amplio en cuanto a potencias de entrada dado que necesitará

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

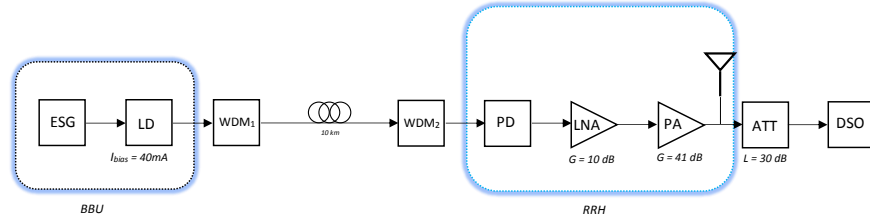


Figura 4.14: Montaje experimental para el modelado del predistorsionador ideal para el caso de un sólo enlace RoF.

más potencia para llegar a la zona de saturación. Por tanto, el caso en el que encontraremos peores prestaciones y que por tanto se pondrá mas hincapié será para una potencia de entrada de -8 dBm

En la Figura 4.15 se puede observar como para un orden $N = 7$ y una memoria $M = 2$ obtenemos el mejor resultado pero la mejora con respecto al caso de utilizar un orden de memoria menor es inapreciable, por ello se decide fijar el orden $N = 7$ y la memoria en $M = 1$, reduciendo así el coste computacional de la predistorsión.

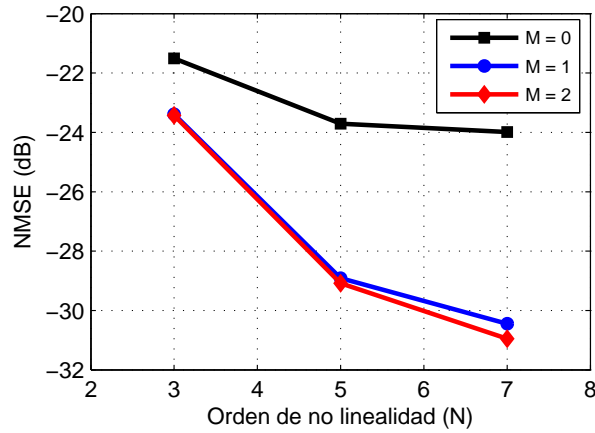


Figura 4.15: Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace DL para el caso de una potencia de entrada de -8 dBm.

Además, para paliar la de reducción de ganancia del sistema debida al proceso de linealización se opta por elegir un $\alpha = 1.3$. Por tanto el sistema contará con un orden $N = 7$, profundidad de memoria $M = 1$ y factor de multiplicación de ganancia $\alpha = 1.3$. Con esto se calcularán los coeficientes del predistorsionador y se aplicarán a las señales LTE creadas, obteniendo así las señales predistorsionadas que tratarán de cancelar los productos de intermodulación producidos por el sistema. Estas señales serán cargadas en

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

el ESG y transmitidas al montaje de la Figura 4.14 de nuevo. Se realizará un barrido de potencias de entrada ($[-18, -8]$ dBm). Con el osciloscopio con la aplicación VSA se evaluará el paso de las señales predistorsionadas por todo el sistema en términos de EVM y ACPR.

En la Figura 4.16 se puede ver como la utilización del predistorsionador permite corregir en buena parte los productos de intermodulación con respecto al caso de no utilizarlo representando el peor caso en el que el sistema se encuentra más saturado, para una potencia de entrada de -8 dBm.

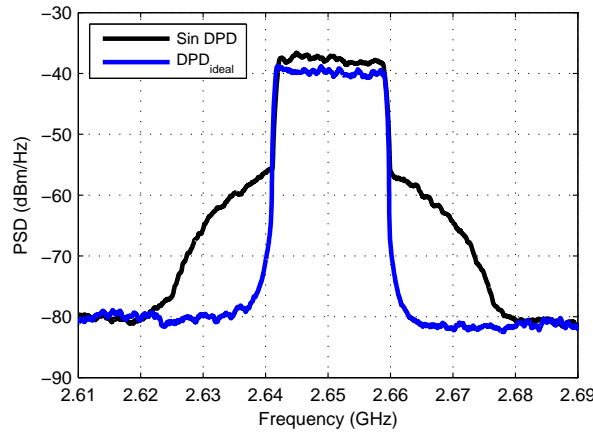


Figura 4.16: Densidad espectral de potencia a la salida del sistema $\{\text{RoF}_2 + \text{PA}\}$ y a la salida del sistema $\{\text{DPD}_{ideal} + \{\text{RoF}_2 + \text{PA}\}\}$ para una potencia de entrada de -8 dBm.

En la Figura 4.17 está representado el EVM para el caso de no utilizar predistorsionador y el caso de utilizar el DPD_{ideal} . Se puede observar como para el caso de no utilizar el predistorsionador, el EVM se incrementa a la vez que lo hace la potencia de entrada mientras que utilizando el DPD_{ideal} , el EVM permanece constante a lo largo del intervalo de potencias de entrada. Las constelaciones de las señales sin y con predistorsión ideal respectivamente se pueden observar en la Figura 4.18, en las cuales se puede observar una notable mejora en la recepción de los símbolos en el caso de utilizar el predistorsionador.

Para ver la corrección del recrecimiento espectral, en términos de ACPR (ver Tabla 4.4), puede observarse que la introducción del DPD supone una mejora de 15.22 dB. Además, para ver la distorsión producida en banda, se evalúa el EVM, el cual ha disminuido de 13.09 % a 3.35 % obteniéndose una mejora del 9.54 puntos porcentuales. Además, la utilización del DPD está justificada ya que el máximo permitido por el estándar LTE (ver Tabla 4.2) es de 12.5 %

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

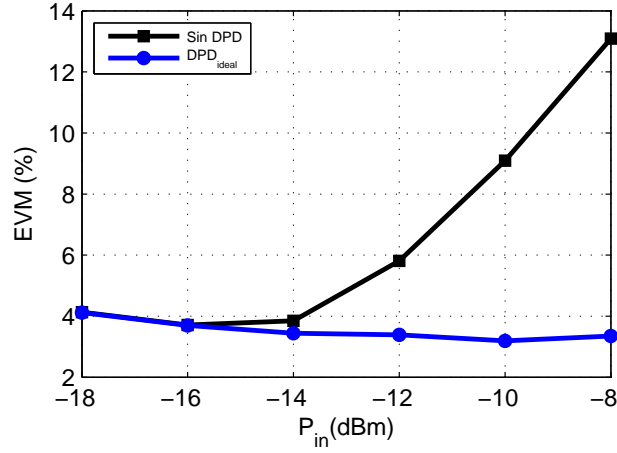


Figura 4.17: Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para el caso de sin y con predistorsión ideal (DPD_{ideal}).

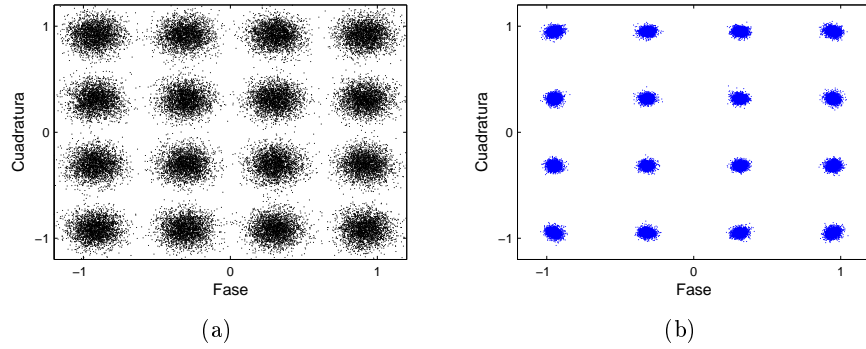


Figura 4.18: Constelaciones obtenidas para el caso sin DPD (a) y con DPD_{ideal} (b) para una potencia de entrada de -10 dBm.

4.2.2. Predistorsión del sistema con realimentación

Como en la anterior arquitectura analizada, el enlace de realimentación que permita llevar la señal de vuelta a la BBU introducirá distorsiones producidas por la conversión tanto electro-óptica como óptico-eléctrica y de nuevo se deberá mantener dicho enlace lo más lineal posible para que estas degradaciones sean lo más pequeñas posibles. Para ello se seguirá el mismo procedimiento, se tratará de imponer la misma potencia a la entrada del láser del enlace de realimentación, esto se realizará mediante la introducción de un atenuador variable que, para cada caso del rango de potencias de entrada estudiados $[-18, -8]$ dBm, mantenga la potencia a la entrada del láser constante.

Con el montaje experimental de la Figura 4.19 se realiza un estudio del

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Tabla 4.4: Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema en la arquitectura 2.

	ACPR (dBc)	EVM (%)	G_{ROF_2+PA} (dB)
Sin DPD	-24.36	13.09	34.16
DPD_{ideal}	-39.58	3.35	31.03

ACPR para diferentes potencias de entrada al láser del enlace de realimentación. Puede observarse como el montaje es análogo al utilizado para la arquitectura 1 pero se han introducido los elementos que permiten separar las señales por longitud de onda (WDM) ya que estos presentan unas pérdidas de potencia óptica que han de tenerse en cuenta en la caracterización.

Los resultados obtenidos se pueden ver en la Figura 4.20, se fijará la po-

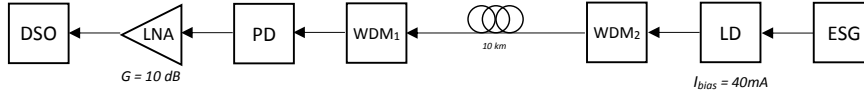


Figura 4.19: Montaje experimental para la caracterización del enlace de realimentación.

tencia de entrada al láser en un valor de -14 dBm dado que es el valor de potencia de entrada para el que obtenemos un mejor resultado de ACPR (-44.17 dBc), esto es, el caso en el que se producen menores distorsiones en las bandas adyacentes.

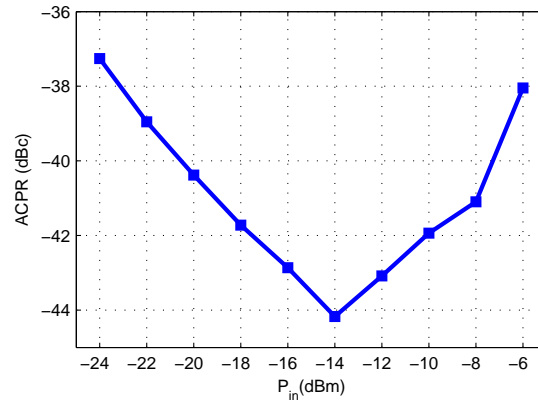


Figura 4.20: Variación del ACPR con respecto al nivel de potencia de RF a la entrada al láser.

Posteriormente se realiza el montaje de la Figura 4.21, puede observarse que el montaje es análogo al de la arquitectura 1 en cuanto a los elementos que contienen la BBU y la RRH y se diferencian en el uso de una sola

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

fibra óptica además de la utilización de los WDM que permitirán separar las señales correspondientes al enlace DL y de realimentación. Se capturan las señales de entrada y salida al sistema, ambas en la BBU, por lo que la señal de salida habrá sufrido los efectos tanto del enlace DL como del enlace de realimentación. Así pues, se procede al cálculo de los coeficientes del predistorsionador del nuevo sistema. Para poder realizar una comparativa con el caso de DPD_{ideal} , se fijan de nuevo los valores de N , M , y α igual que en el caso ideal. Ahora a la hora de calcular los coeficientes del predistorsionador (DPD_{DL_realim}) se tendrán en cuenta los efectos del enlace de realimentación, lo que degradará las prestaciones de la predistorsión del enlace DL. Este efecto se puede ver en la Figura 4.22, donde se observa que la utilización del DPD_{DL_realim} permite corregir parte de los productos de intermodulación en las bandas adyacentes.

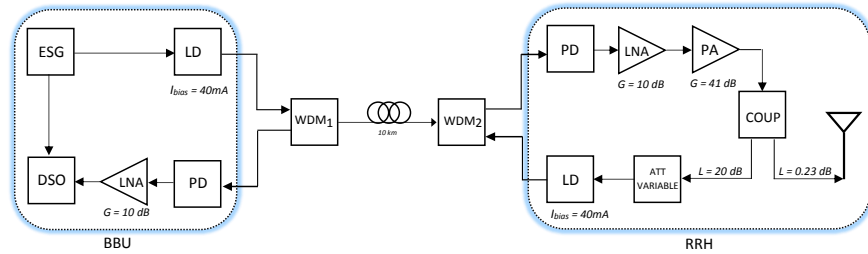


Figura 4.21: Montaje experimental para la caracterización del sistema con realimentación en la arquitectura 2.

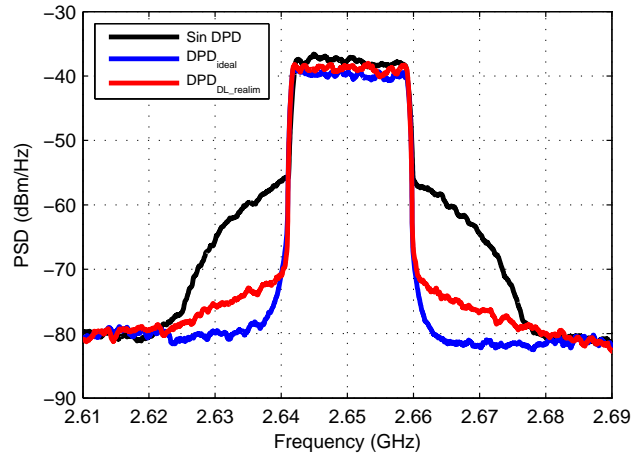


Figura 4.22: Densidad espectral de potencia de la salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} y el DPD_{DL_realim} para una señal de entrada de -8 dBm (peor caso).

4.2.3. Postdistorsión del enlace de realimentación

Como se vió en la arquitectura 1, el enlace de realimentación hace que nuestro modelo de predistorsión no sea el óptimo si se quiere que la señal que se envía a la antena no presente los efectos degradantes debidos a los productos de intermodulación. De nuevo, el objetivo se centrará en tratar de eliminar estos espurios todo lo posible, para ello se tendrá que caracterizar el comportamiento del enlace de realimentación y tratar de arreglarlo. Para la corrección de las posibles efectos no deseados que el enlace de realimentación pueda introducir, se decide utilizar, como en el caso del enlace DL, las series de Volterra para el modelado y cálculo de los coeficientes del postdistorsionador que permitan corregir dichas degradaciones. Ya que se ha impuesto que la potencia de entrada al láser sea constante para cada potencia de entrada al sistema, al realizar predistorsión sólo en el enlace de realimentación, obtendremos unos coeficientes del postdistorsionador constantes para las diversas potencias de entrada al enlace DL. Este modelo de postdistorsión se ha calculado variando los valores del orden de no linealidad (N) y de memoria (M), en la Figura 4.23 se ilustran los resultados obtenidos y en la Figura 4.19 se muestra el montaje utilizado.

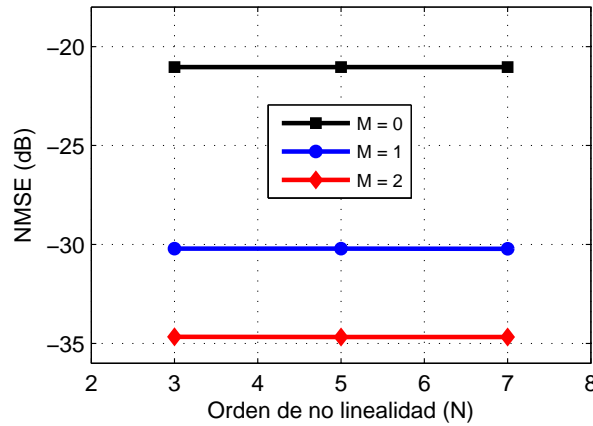


Figura 4.23: Resultados del NMSE para varios casos de orden de no linealidad (N) y de memoria (M) en el enlace de realimentación.

Se puede observar que para un mismo nivel de memoria M , al aumentar el orden de no linealidad no se obtiene una disminución del NMSE, debido a que en el enlace de realimentación las no linealidades son bastante menores debido a la no utilización del PA como en el caso del enlace DL. Con respecto a la memoria, se obtienen mejores resultados conforme el orden aumenta, consiguiendo una mejora de 13.64 dB con un $M = 2$ con respecto al caso sin memoria. Por tanto, para disminuir el coste computacional cuando estos coeficientes se apliquen a la señal pertinente, se elegirá un valor de $N = 3$ y

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

un valor de $M = 2$, con lo que el postdistorsionador que caracteriza el enlace de realimentación (DPD_{realim}) constará de 9 coeficientes.

De nuevo el estudio se centra en el montaje de la Figura 4.8. Aplicando los coeficientes anteriormente calculados (DPD_{realim}) a las señales ya capturadas en el apartado 4.1.2 se obtendrán unas señales en las que se ha reducido el efecto del enlace de realimentación. Posteriormente, dichas señales se utilizarán para obtener el modelo del predistorsionador (DPD_{DL}) que, aplicado a la señal LTE permitirá obtener unos resultados semejantes al caso del DPD_{ideal} . Para el cálculo del modelo de predistorsionador DPD_{DL} se utilizarán los mismos parámetros del modelo polinomial usados anteriormente, $N = 7$, $M = 1$, $\alpha = 1.3$ para poder establecer una comparativa real. En la Figura 4.24 se muestran los resultados obtenidos y se puede observar como al disminuir los efectos debidos al enlace de realimentación, la PSD en el caso de utilizar el DPD_{DL} se aproxima a la PSD del caso del DPD_{ideal} . Se han analizado los resultados obtenidos en términos de EVM (ver Figura 4.12) para todos los casos estudiados hasta ahora.

En la Figura 4.25 se observa el comportamiento del EVM, en el caso de

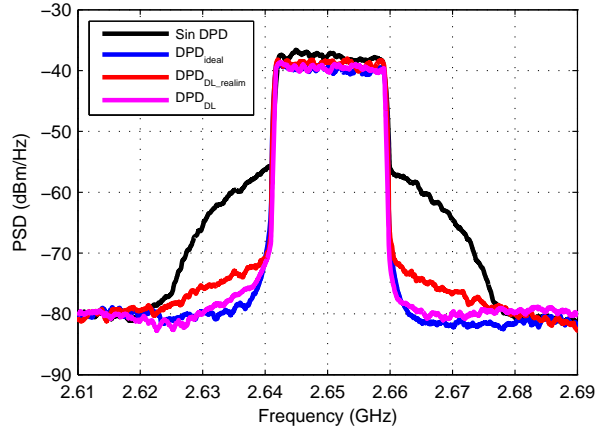


Figura 4.24: Densidad espectral de potencia de la salida para el caso sin predistorsión, utilizando el DPD_{ideal} , el DPD_{DL_realim} , DPD_{DL} para una señal de entrada de -8 dBm (peor caso).

utilizar DPD_{DL_realim} para una potencia de entrada de -10 dBm, el predistorsionador ya no es capaz de corregir por completo los efectos degradantes producidos en la señal. Por otra parte, el modelo de predistorsión que corrige tanto los efectos degradantes del enlace DL como del enlace de realimentación, DPD_{DL} , presenta un comportamiento muy parecido al caso del DPD_{ideal} permitiendo corregir en mayor medida que el DPD_{DL_realim} los efectos indeseados producidos en la señal en un mayor rango de trabajo en cuanto a potencias de entrada al sistema antes de que comience a no ser capaz de corregirlos (-8 dBm).

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

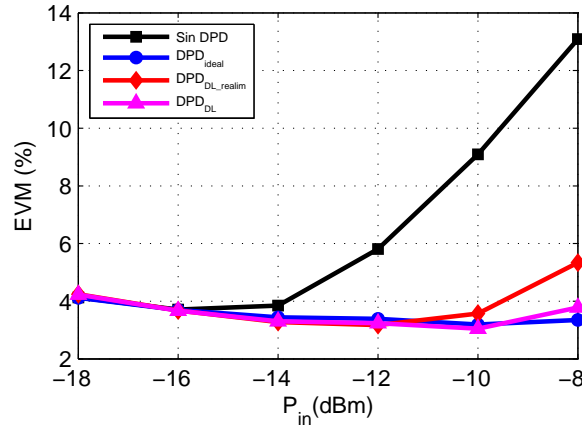


Figura 4.25: Resultados experimentales del EVM para diferentes potencias de entrada para los casos de sin predistorsión, DPD_{ideal} , DPD_{DL_realim} y DPD_{DL} .

Las constelaciones obtenidas para los casos de DPD_{DL_realim} y DPD_{DL} están representadas en la Figura 4.26 donde puede verse cómo en el caso de tener en cuenta los efectos degradantes del enlace de realimentación, se obtiene un mejor resultado en la recepción de los símbolos. En la Tabla 4.5

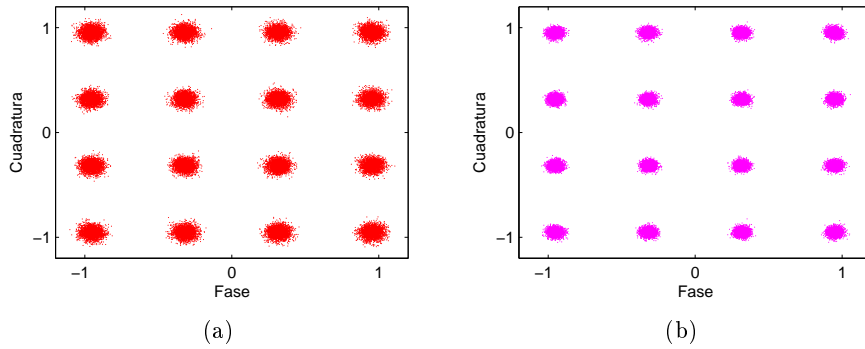


Figura 4.26: Constelaciones obtenidas para el caso (a) DPD_{DL_realim} y (b) DPD_{DL} para una potencia de entrada de -8 dBm.

se observa la comparativa en términos de ACPR y EVM en valores exactos para el peor caso de potencia de entrada (-8 dBm). Con respecto al caso ideal (DPD_{ideal}), el valor del ACPR para el DPD_{DL_realim} aumenta en 3.23 dB mientras que con el predistorionador DPD_{DL} , dicho valor se incrementa sólo 0.64 dB. Se consigue por tanto una mejora en términos de ACPR de 2.59 dB al tener en cuenta las degradaciones que el enlace de realimentación introduce. En cuanto al EVM, se puede observar que el DPD_{DL} permite obtener un valor de 3.78 % frente a los 5.34 % del DPD_{DL_realim} . Utilizar

CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

el DPD_{DL} supone un incremento del EVM de 0.43 puntos porcentuales con respecto al caso ideal.

Tabla 4.5: Resultados obtenidos en términos de ACPR , EVM y en ganancia del sistema para una potencia de entrada de -8 dBm en la arquitectura 2.

	ACPR (dBc)	EVM (%)	G_{ROF_2+PA} (dB)
Sin DPD	-24.36	13.09	34.16
DPD_{ideal}	-39.58	3.35	31.03
DPD_{DL_realim}	-36.35	5.34	31.33
DPD_{DL}	-38.94	3.78	31.14

A la vista de los resultados obtenidos, en ambas arquitecturas se observa un comportamiento similar. Se produce una mejora tanto en términos de ACPR como en EVM al utilizar un modelado de predistorsión que reduce los efectos causados por el enlace de realimentación.

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

En este Capítulo se exponen las conclusiones derivadas del estudio realizado en el presente Trabajo Fin de Grado y se proponen algunas líneas futuras de trabajo relacionadas con el tema abordado.

5.1. Conclusiones

A lo largo de este trabajo se han descrito los posibles efectos degradantes que ocurren en un enlace real de comunicaciones formado por un sistema RoF seguido de una etapa de RF para su posterior linealización. Se ha visto como incluir un enlace de realimentación en el sistema supone añadir nuevos efectos indeseados que no se suelen tener en cuenta para la linealización de un sistema real, donde la RRH está a varios kilómetros de distancia. Para el desarrollo de una estructura que permita corregir estas distorsiones se ha propuesto utilizar técnicas de predistorsión digital. Para ello se ha realizado un modelado del bloque $\{\text{RoF} + \text{PA}\}$ y posteriormente la síntesis del DPD mediante la técnica de la pseudoinversa como se vió en el Capítulo 2. En el Capítulo 3 se analizaron los diferentes elementos que componen el sistema, demostrando las no linealidades que estos introducen. Además, como se vió en el Capítulo 4, se han estudiado dos arquitecturas diferentes en el montaje del sistema.

En cuanto a los resultados obtenidos, para ambas arquitecturas, una vez se ha calculado el modelo del DPD_{ideal} , si se compara este con la utilización del modelado real, el cual tiene en cuenta los efectos degradantes que el enlace de realimentación introduce (DPD_{DL_realim}), se observa como las prestaciones del sistema disminuyen. En concreto, para la arquitectura RoF_1 se observa un incremento del ACPR con respecto al caso ideal de 3.55 dB mientras que con el modelo de predistorsión DPD_{DL} , el cual trata de minimizar los efectos del enlace de realimentación, dicho valor aumenta en 2.4 dB. Supone una mejora de únicamente 1.15 dB en términos de ACPR. En cuanto al estudio del EVM, se puede observar como la utilización del DPD_{DL}

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

permite obtener un valor de EVM de 5.06 % , lo que supone una mejora del 2.24 puntos porcentuales con respecto al caso del DPD_{DL_realim} teniendo como referencia el valor del caso ideal de 4.55 % .

El estudio realizado en la arquitectura RoF_2 nos arroja unos resultados similares, analizando los valores de ACPR, la utilización del DPD_{DL_realim} supone un aumento del mismo de 3.23 dB con respecto al caso ideal mientras que el uso del DPD_{DL} dicho valor crece en 0.64 dB. Se consigue por tanto una mejora de 2.59 dB al utilizar un modelo de predistorsión que trata de corregir los efectos no deseados que el enlace de realimentación introduce. En cuanto al análisis del EVM, utilizar el DPD_{DL} supone obtener un aumento del mismo de únicamente 0.43 puntos porcentuales frente a los 1.99 puntos porcentuales del DPD_{DL_realim} con respecto al caso de utilizar el DPD_{ideal} .

A la vista de los resultados obtenidos, se puede concluir que, en el presente trabajo, se ha demostrado como la introducción de un enlace de realimentación en el sistema de comunicaciones degrada las prestaciones del modelo del predistorsionador y por tanto de las prestaciones del sistema. Es por ello que en un sistema de comunicaciones real se deberán tener en cuenta y por tanto tratar de corregir, los efectos que éste introduce para cumplimentar las especificaciones de calidad que los estándares imponen.

5.2. Líneas futuras

Sobre la temática de trabajo planteada puede definirse una línea de investigación sobre la que estudiar un amplio abanico de posibilidades.

En lo referente al proceso de linealización sería interesante realizar un estudio similar con otro tipo de amplificadores de potencia además de probar otro tipo de láseres y ver como influye en los resultados la modificación de algunos de sus parámetros. Además sería provechoso relizar un estudio para intentar identificar que elemento es el que más influye en los efectos degradantes que se producen en el enlace de realimentación y así poder caracterizar este de mejor manera.

De acuerdo con las restricciones que el estándar LTE impone, sería interesante realizar el mismo estudio con otro tipo de modulaciones cuyo valor límite de EVM sea menor y que por tanto la utilización del DPD_{DL_realim} no estuviese permitida debido a que sobrepasaría el límite impuesto. Siendo necesario incluir técnicas que permitiesen caracterizar el enlace de realimentación desde la misma BBU. Una posible solución sería incluir un DSP en cada RRH que enviase una señal ya conocida en la BBU y estudiar las degradaciones que esta ha sufrido por el camino.

De cara al nuevo estándar venidero, el 5G, se podrá realizar un estudio del comportamiento de las diferentes modulaciones con las que este consta (FBMC, GFDM, UFMC).

CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

La evaluación de los efectos que el enlace de realimentación introduce en presencia de las señales *Uplink* (UL) que viajarían por el mismo enlace.

5.3. Cronología

Como elemento cronológico principal, se incluye la Figura 5.1, que presenta un Diagrama de Gantt en el que se recogen las fases que han sido realizadas a lo largo del desarrollo de este TFG.

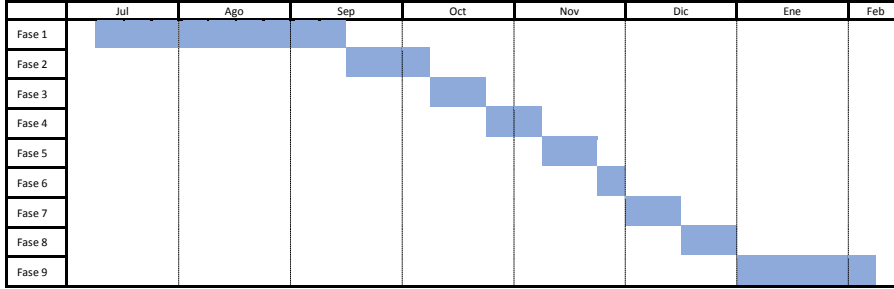


Figura 5.1: Diagrama de Gantt del Trabajo Fin de Grado

- **Fase 1:** Estudio bibliográfico y de la literatura existente.
- **Fase 2:** Desarrollo de programas en Matlab para modelado y predistorsión digital basado en la técnica de la pseudoinversa.
- **Fase 3:** Captura de señales en el laboratorio para la arquitectura 1.
- **Fase 4:** Simulaciones en PC del bloque $DPD + \{RoF_1 + PA\}$.
- **Fase 5:** Pruebas del bloque $DPD + \{RoF_1 + PA\}$ en el laboratorio.
- **Fase 6:** Captura de señales en el laboratorio para la arquitectura 2.
- **Fase 7:** Simulaciones en PC del bloque $DPD + \{RoF_2 + PA\}$.
- **Fase 8:** Pruebas del bloque $DPD + \{RoF_2 + PA\}$ en el laboratorio.
- **Fase 9:** Escritura de la memoria.

Bibliografía

- [1] 3GPP, RWS-120010, NTT DOCOMO“Requirements, candidate solutions & technology roadmap for LTE Rel-12 Onward,” *June 2012*.
- [2] Insoo Hwang; Bongyong Song; Samir S. Soliman “A Holistic View on Hyper-Dense Heterogeneous and Small Cell Networks” *IEEE Communications Magazine*, Volume: 51, Issue: 6 Pages: 20 - 27, 2013
- [3] Ariel Bleicher “4G gets real ” *IEEE Spectrum*, Volume: 51, Issue: 1 Pages: 38 - 62, 2014
- [4] Chao He and Richard D. Gitlin “System Performance of Cooperative Massive MIMO Downlink 5G Cellular Systems” Department of Electrical Engineering University of South Florida Tampa, Florida 33620, USA
- [5] “C-RAN: The Road towards green RAN, China mobile research institute,2011
- [6] Checko, A., Christiansen, H. L., Yan, Y., Scolari, L., Kardaras, G., Berger, M. S., Dittmann, L., “Cloud RAN for Mobile Networks - a Technology Overview,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 17, pp. 405-426, 2015.
- [7] D. Waken, A. Nkansah, and N. J. Gomes “Radio Over Fiber Link Design for Next Generation Wireless Systems , ” *J. Lightwave Technol.*, vol.28, no. 16, pp. 2456-2464, Aug. 2010.
- [8] A. Maeder, A. Ali, A. Bedekar, A. F. Cattoni, D. Chandramouli, S. Chandrashekar, L. Du, M. Hesse, C. Sartori, and S. Turtinen, “A Scalable and Flexible Radio Access Network Architecture for fifth Generation Mobile Networks , ” *IEEE Commun. Magazine*, vol. 54, no. 11, pp. 16-23, Nov. 2016
- [9] T.Pfeiffer, “Next Generation Mobile Fronthaul Architectures , ” *Optical Fiber Communications Conf. (OFC)*, paper M2J.7, Mar. 2015.
- [10] X. Li, J. Yu, J.Zhang, Y. Xu, and L. Chen, “QAM Vector Signal Generation by Optical Carrier Suppression and Precoding Techniques ” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 27, no. 18, pp. 1997-1980, Sept. 2015

BIBLIOGRAFÍA

- [11] N. Alic, "Cancellation of Nonlinear Impairments in Fiber Optic Transmission Systems " *Optical Fiber Communications Conf. (OFC)*, paper Tu2E.1, Mar. 2016.
- [12] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave," *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, Mar. 2002.
- [13] P. M. Lavrador, T. R. Cunha, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, "The Linearity-Efficiency Compromise," *IEEE Microw. Magazine*, pp. 44-58, Aug. 2010.
- [14] J. Armstrong, "OFDM for optical communications," *J. of Lightwave Technology*, vol. 50, no. 3, pp. 189-204, Feb. 2009
- [15] J. Song, H. Ochiai, "Performance Analysis for OFDM Signals With Peak Cancellation," *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 1, pp. 261-270, Jan. 2016.
- [16] J.L Mato, M. Pereira, J.J Rodríguez-Andina, J.Fariña, E. Soto, R. Pérez, "Reduction of Intermodulation Effects in Power Amplifiers through Segmented Predistortion," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2007*, pp. 1779-1784, June 2007.
- [17] R. Zhu, X. Zhang, and D. Shen "Linearization of Radio-over-Fiber Systems Using Directly Modulated and Electro-Absorption Modulator Integrated Lasers," *International Microwave Symposium (IMS)*, May. 2016
- [18] C. Han, S. Cho, H. Chung, and J. H. Lee "Linearity Improvement of Directly-Modulated Multi-IF-over-Fibre LTE-A Mobile Fronthaul Link Using Shunt Diode Predistorter," *International Microwave Symposium (IMS)*, May. 2016
- [19] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdit, and J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *IEEE Trans. on Signal Proces.*, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006
- [20] Ó. Hammi and F. M. Ghannouchi, "Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects," *IEEE Microw. Magazine*, vol.10, no. 7, pp. 52-64, Dec. 2009.
- [21] L. C. Vieira, and F. van Dijk, , "Behavioral modeling of Radio-Over-Fiber Links Using Memory Polynomials," *IEEE International Tropical Meeting on Microwave Photonics*, Oct. 2010.

BIBLIOGRAFÍA

- [22] C. Yin, J. Li, H. Chen, Q. Lv, Y. Fan, Y. Dai, and K. Xu, "Behavioral Modeling and Digital Compensation of Nonlinearity in Multi-band Externally-modulated Radio-over-fiber Links," *Wireless and Optical Communication Conference (WOCC)*, vol. 58, no. 4, pp. 1397-1405, April 2011.
- [23] F. Fuochi, M. U. Hadi, J. Nanni, P.A. Traverso, and G. Tartarini, "Digital Predistortion Technique for the Compensation of Nonlinear Effects in Radio over Fiber Links," *IEEE International Forum on Research and Technologies for Society and Industry Leveraging a better tomorrow (RTSI)*, Sep. 2016.
- [24] M. Schetzen, "Theory of pth-Order Inverses of Nonlinear Systems ," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 23, no. 5, pp. 285-291, May. 1976.
- [25] A. Zhu, P. J. Draxler, J. J. Yn, T. J. Brazil, D. F. Kimball, and P. M. Asbeck, "Open-Loop Digital Predistorter for RF Power Amplifiers Using Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Series ," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no. 7, pp. 1524-1534, Jul. 2008.
- [26] 3GPP, "Base Station (BS) transmission and reception," Technical Specification ETSI TSI136.104 V13.3.0, 2016.
- [27] Cox, C. H. III, Betts, G. E. and Johnson, L. M., "An analytic and experimental comparison of direct and external modulation in analog fiber-optic links," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* , 38(5), 501-509 (1990).